



TITLE:

マイクロ波の見通し内多重波伝播  
と伝播歪の研究( Dissertation\_全文  
)

AUTHOR(S):

野村, 卓也

---

CITATION:

野村, 卓也. マイクロ波の見通し内多重波伝播と伝播歪の研究. 京都大学  
, 1972, 工学博士

ISSUE DATE:

1972-07-24

URL:

<https://doi.org/10.14989/doctor.r2100>

RIGHT:

マイクロ波の見通し内多重  
波伝播と伝播歪の研究

野村卓也

## マイクロ波の見通し内多重波伝播と伝播系の研究

野村卓也

## 目次

	頁
第1章 緒言	1
第2章 総説	6
2.1 マイクロ波のダクト伝播	6
2.2 多重波の発生機構	7
2.3 伝播系の発生機構と特徴	13
2.4 伝播系と回線規格	17
2.5 本論文の内容	19
第3章 ダクトによる多重波の特性	24
3.1 多重波測定実験	24
3.1.1 測定方法と測定装置	24
3.1.2 実験区間および期間	26
3.2 測定結果	30
3.2.1 ウォブリングパターンの例と最大通路差	30
3.2.2 入射角と入射角差	33
3.2.3 多重波の素波数	35

3.2.4	多重波の変動特性	38
3.3	摘要	46
第4章	ダクトによる多重波の通路差分布の推定	47
4.1	多重波通路差の分布密度	47
4.2	通路差の分布とレイリーエージング発生率	48
4.3	通路差分布の推定式	52
4.4	最大通路差の推定	57
4.4.1	大きい通路差の発生機構	57
4.4.2	最大通路差の算出	60
4.5	摘要	63
第5章	多重波による伝播歪の評価	65
5.1	過大歪と伝播歪パラメータ	65
5.1.1	FMおよびPCM方式における過大歪の評価	65
5.1.2	多重FM信号の伝播歪	66
5.1.3	PCM信号の伝播歪	72
5.2	2波の干渉による多重FM信号の歪	77
5.2.1	歪の瞬時値	77
5.2.2	等価負荷スペクトラム	78
5.2.3	歪雑音電力の評価	79



5.2.4	伝播歪値と展開係数の関係	80
5.3	摘要	82
第6章	ダクトによる伝播歪の分布および平均歪電力の推定	84
6.1	伝播歪パラメータの分布	84
6.1.1	2波干渉における歪パラメータの分布	86
6.1.2	レイリーフェージングにおける歪パラメータの分布	87
6.2	伝播歪の推定方法	89
6.3	実効通路差(実効遅延時間)の推定式	91
6.4	FMにおける伝播歪分布の推定	93
6.4.1	歪雑音の分布形状	93
6.4.2	歪分布の推定	97
6.5	FM回線における平均歪電力	100
6.6	PCM回線における伝播歪	101
6.7	実測結果との比較	102
6.8	摘要	107
第7章	大地反射波による伝播歪の推定	109
7.1	微弱な大地反射波による歪発生機構	109
7.2	弱い大地反射波の振幅比分布と実効遅延時間	110
7.3	実験結果との比較	112

7.4	摘要	112
第8章	ダイバシチによる歪改善効果	114
8.1	雑音切替による歪雑音改善効果	114
8.2	スパースタダイバシチによる歪改善効果	116
8.3	摘要	120
第9章	結言	122
謝辞		123
文献		125

以上

# マイクロ波の見通し波多重波伝播と伝播歪の研究

野村 卓也

## 第1章 緒言

見通し波マイクロ波回線においては、電波の伝播モードとして主として直接波が利用され、その伝送特性はきわめて良好な広帯域性をもっている。しかし、通常微弱とはいえ直接波に重畳された大地反射波が存在し、またときに、ラジオダクト（ムナダクトと略称する）と呼ばれる大気中の電波屈折率の異常空間分布は強勢な反射波を生じ、このため上記の広帯域性が損なわれる場合がある。

FM信号の伝送においては、伝送系の周波数特性がベースバンドにおける非直線系を生じ、多重信号の伝送においては、これはチャネル間の準漏話雑音の原因となる。また、PCM伝送においてもこの周波数特性はパルス波開きの歪を生じ、符号誤りを増加させる。見通し波マイクロ波回線においては、このように周波数特性の原因の1つとして伝播路に存在する多重波が挙げられ、これによる歪を伝播歪と呼んでいる。<sup>(1)</sup>

伝播歪の大きさは、多重波相互間の相対強度および通路差と、これらに対するシステムパラメータ——変調度、帯域幅等——

の関係により決定され、通信方式の広帯域化に伴い、総合伝送特性に対する要求とともにより厳しい規格が要求されてくる。

他方、マイクロ波回線の急速な需要増は、マイクロ波技術の進歩と相俟つて見直しマイクロ波方式の大容量化、広帯域化を推し進めた。この結果、1波当りの伝送容量は初期の240～480 電話チャンネルに対して近年では1800チャンネルを主要幹線ルートに用いられ、更に2700チャンネル等の広帯域方式が開発、計画されるに至っている。

このような理由から、伝播歪については1800チャンネルあるいは2700チャンネル等の超広帯域方式に関連してCCIR（国際無線通信諮問委員会）においてもその究明を要望されており、伝播歪の問題はますます重要になってくるものと思われる。

更に近年、伝送方式のデジタル化の傾向に伴い、マイクロ波PCM方式の採用が計画され、一部で既に実用されているが、PCM方式の側帯波のばりりはFM方式に比べて大きく、伝播歪の影響を受け易い事が予測されている。

マイクロ波方式実用化の初期期において、電波伝播路の広帯域伝送特性を確認するため、ダクトによる多重波を対象に一連の測定がBell電話研究所によってなされた。<sup>(2)</sup> これには1ms

程度の短いパルスを用いる時間領域における方法と、数百メガヘルツの広い周波数帯域での周波数掃引法（ウオフリング法）を用いられた。これらの実験により、ダクト性多重波のパラメータはある程度わかってきたが、それは当時わが国において計画されていた数百～4千ヘルツの超多重FM方式において問題となる程度の値であつた。そこで、数次にわたるウオフリングを主とする多重波測定のための伝播試験を行なわれ、その結果、当面の目標であつた960千ヘルツ方式に対しては、伝播系は回線設上とくに問題とならないことを示された。<sup>(1)</sup>

しかし、このパルス法による測定は、ダクトによる多重波通路差に対して充分な分解能を得ることゝ当時の技術では困難であり、また、ウオフリング法も上記のものはいずれもパロウマ式受信機を用いた低速掃引方式であつたため、同期性フェージングの影響を受ける等の誤差が大きく、信頼性ある資料は得られてゐなかつた。

多重波による伝播系の評価法については、2波干渉に対する Albersheim<sup>(3)</sup> の近似計算法や、より一般的な級数展開法による Medhurst<sup>(4)</sup> の式等が考えられてゐるが、これらはいずれも系の瞬時値を近似的に与えるのみである。

また、これらの理論式により、実測通路差より伝播系の推定



も行なわれている<sup>(1)</sup>が、この推定は2次および3次の最大歪を対象としたものである。これに対して、無線回線の雑音規格は右述のように雑音の瞬時値および平均値の統計的表示により与えられており、方式設計のうえからは歪雑音についてもその統計的性質を明らかにすること、すなわち歪雑音の確率分布についての研究が必要である。

歪の分布については、Sunde<sup>(5)</sup>、Bello<sup>(6)</sup> 森田<sup>(7)</sup>等により計算されているが、これは特定の伝播モデルに対する理論であり、多重波特性の統計資料の不足と相俟って実際に即した歪分布推定には程遠いものである。

レイリーフェーディングの平均歪雑音の計算については、根木<sup>(8)</sup>により理論式が与えられているが、実用に供するには通路差特性の資料が必要であり、又通常のFM方式ではスケルチあるいは雑音切替が適用されるのでこのような取扱いは現実的ではない。

伝播歪の統計資料をうるもっとも直接的な方法として、イタリアにおいて実験回線での伝播歪雑音の測定が、雑音負荷法を用いて行われたが、試験伝播路の特性が良好なことも要因して、測定可能な伝播歪の発生がみられなかった。<sup>(9)</sup>

近年 Meadows 等<sup>(10)</sup>は高性能の周波数掃引装置により

多重波の測定を行なつて伝播係の大きさを推定しているが、統計的資料として利用するに充分な測定資料を得るには至っていない。

本研究は上述の経緯に鑑み、マイクロ波方式の広帯域化を推し進めるため、回線規格に適合したより精密な多重波伝播係の推定法の確立を目的としたものである。

このため、新たに開発した測定装置を用いて伝播試験を実施し、見通し内伝播路における多重波伝播特性を明らかにした。更に多重 SS-FM 電話伝送および PCM 伝送における多重波係分布の理論を導出した。これら両結果を総合して伝播係の一般化された推定法を確立し、更にこれらの理論の応用として系のダイバシティ方式による改善効果を明らかにした。

● 本研究の結果、伝播距離 10~100 km の大地反射波と比較的小さい見通し内伝播路における 2~10 GHz 帯を用いた 5400 種以下 FM 方式あるいは 50 MB/s 以下の PCM 方式に対する伝播係の推定が可能となつた。このことは、回線設計のより正確な評価と、将来の超広帯域伝送方式開発に寄与するものである。

## 第2章 総説

### 2.1. マイクロ波のダクト伝播

VHF以上の周波数の電波は、幾何光学的見通し距離を超えて伝播することは、1930年代に既に報告があるが、第2次世界大戦の頃よりマイクロ波帯レが多数利用されるに至り、異常遠距離伝播が屢々観測され、その原因が対流圏屈折に求められた。

異常伝播時の電界は、標準伝播状態においてほとんど完全に幾何光学的陰影領域となる数百フィートの低層で特に強くなり、自由空間値を上回る値となりうることを示みわめるにあたり、所謂 *guided wave* の伝播モードによりこの現象が説明されるようになった。

大気中の電波屈折率は通常高さとともに減少し、このため電波は地球の曲率の約  $1/4$  の曲率で下方に曲げられるが、この大気層中に屈折率の急減層が発生し、その中における電波通路の曲率が地球の曲率を超えた場合、通路の傾きが或程度以下の電波はこの層内にトラップされる。このようなトラッピングの起こる領域をダクトと呼んでいる。

見通し伝播路において正常な電波通路の近くにダクトが生じると、これによりトラップされて伝播する波と、正常な直接波

とも共存する場合もあり、これら両波の干渉によりフェージングが発生する。このことは、既に Sharpless<sup>(11)</sup>が、鋭い指向性のアンテナで多重波を分離測定に確かめている。この場合、多重波の各成分波の伝播時間は、それらの通路の光路程に対して一般に異なっているので、このフェージングは周波数選択性である。

● ダクトの成因は種々考えられており、例えば海岸における海陸風による移流性ダクト、地表面の夜間冷却によって生ずる接地性ダクト、上層の乾燥気塊の沈降により生ずる沈降性ダクト等が挙げられ、又低緯度地方では貿易風により定常的なダクトの生成がみられる地域も存在する。これらのダクトは多くの場合温度逆転を伴っており、この逆転が修正屈折率の逆転を生じさせるとともに、この逆転を安定に持続させることに寄与しているものと考えられる。

## 2.2. 多重波の発生機構

ダクトによる多重波の発生機構の最も理解しやすいモデルは、図 2.1 (a) のように送受信点 *elevated duct* の下部に存在する場合である。この場合は右述のごとく、多重波間の相対通路差も最も大きくなるものと推察され、また正常波とダクト波を区別することができるが、送受信点共にダクト内にある

ときはこの他にも種々の電波通路が考えられ、特に送信点と修正屈折率の極大点の高さに近きとき、ダクト内でトラップされ、送受信点間で  $n$  回上下に伝播方向を反転して到来する所謂  $\omega_n$  波 ( $n=1, 2, \dots$ ) が存在する。<sup>(1)</sup>

このような成層ダクトのモデルでは、修正屈折率  $M$  を用いることにより平面化大地におけるスネルの法則が成立する。電波通路の傾き  $\theta$  が小さいとき、電波通路は次式であらわされる。

$$(1+M) \cos \theta - 1 \approx M - \frac{\theta^2}{2} = C \quad (2.1)$$

$$x = \int \cot \theta \, dh \approx \int \frac{|dh|}{\sqrt{2(M-C)}} \quad (2.2)$$

ここに  $x$  は地表距離、 $h$  は電波通路の高さ、 $C$  は送信点の修正屈折率  $M_T$  および発射角  $\theta_T$  によつて式 (2.1) で定まる定数である。

成層ダクトに対しては、 $M$  は  $h$  の一価関数で、また送信点を固定して考えた場合  $C$  は式 (2.1) より発射角の単調関数である。それ故式 (2.2) の積分は  $M-C \neq 0$  (従つて  $dh$  も一定符号) である限り  $\theta_T$  の単調連続関数となり多重波は存在しない。何となれば、多重波が存在すると言うことは、異なる発射角で同じ値の  $x$  と  $h$  が存在することと同義



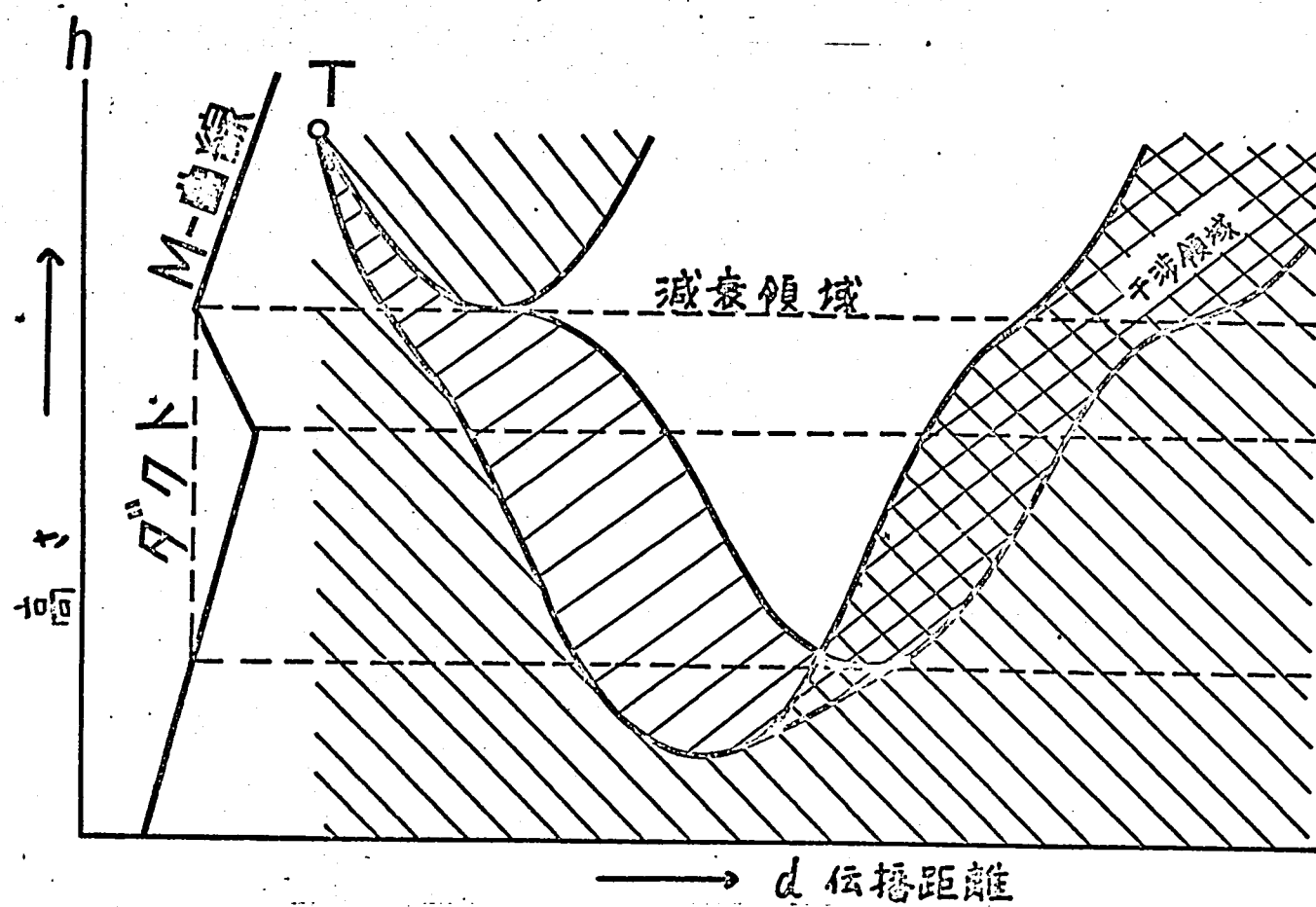


図 2.1 (b) 多重波発生様構

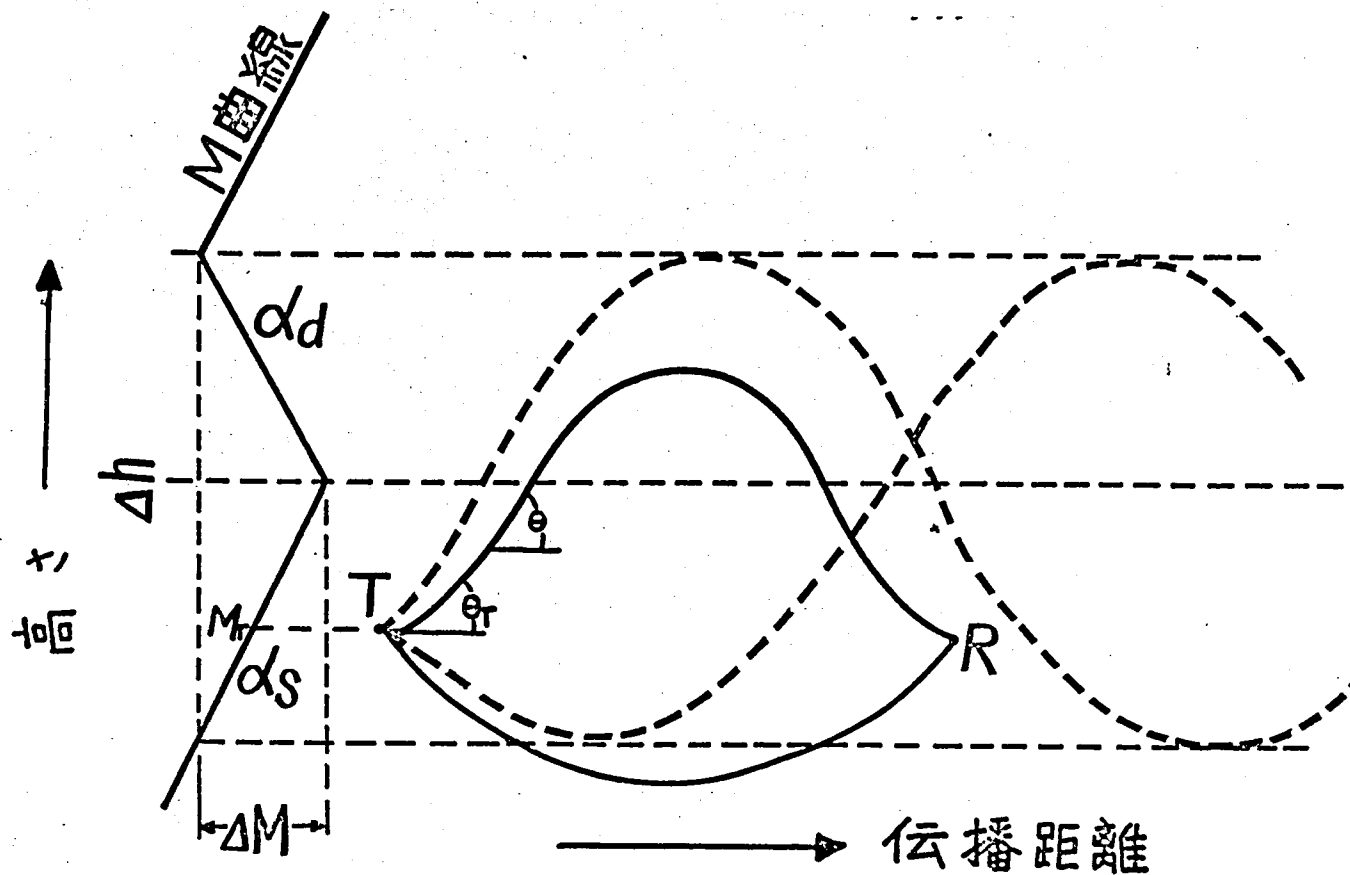


図 2.1(a) 多重波発生構造 (トラッピング)

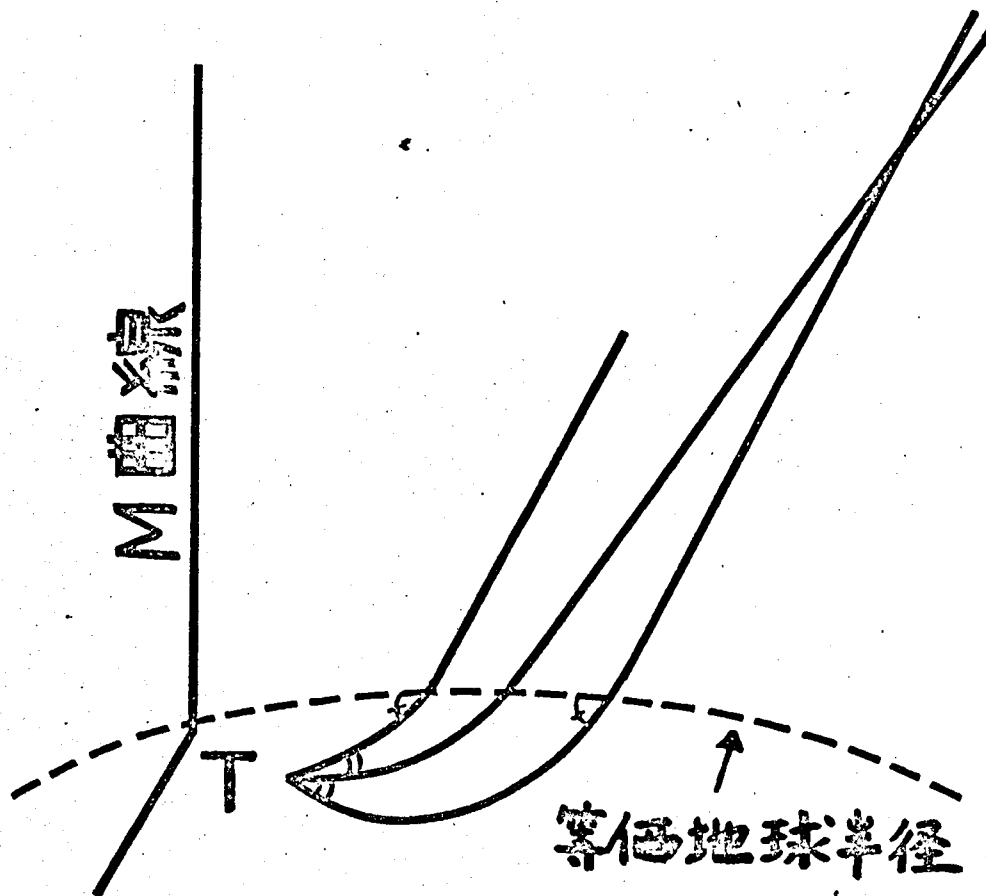


図2.1(c) 多重波発生機構  
(サブスタンダード)

なるが故である。このことから、多重波の中少なくとも1つの波は  $\theta=0$  なる反射角をもち、この角の両側で式 (2.2) の  $d\theta$  の符号が反転することを知られる。

多重波が発生する屈折率分布には、その他にも種々の形が考えられ、例えば図 2.1 (b) のように送信角がダクトより上方にある場合でもダクト内の限られた範囲で多重波を生じる。勿論この場合はトラップングはあつた。更には、ダクトが存在しない場合でも図 2.1 (c) のような sub-standard 屈折率分布においては、多重波の発生が予想され、低層伝播路において輻射霧発生時にこのような伝播モードが生じたとみられる場合も報告されている。(12)

これまでは、成層ダクト内の屈折率分布を単純な折線近似でモデル化して考察した。更にダクト内に屈折率の不規則な分布が存在するとこれにより多数の電波通路が生じる。ダクト厚さの通常のマイクロ波回線における第1フレネル帯半径の数倍の厚さが多いことゝなり、これに対する素波の数も多くなる可能性がある。しかし、多重波の発生確率自体が小さい通常の回線では多数の素波の同時発生頻度は極めて小さいものとなる。

### 2.3. 伝播歪の発生機構と特徴

多重波干渉の最も簡単な例として互に異なる遅延時間と強度で到来する2波の場合、合成波位相の周波数特性は図2.2に示すように周期的変化を生じる。周波数変調方式の場合、伝送路の位相の非直線、すなわち群遅延時間の偏差—遅延歪—はベースバンド変調信号のため、これに対して非直線的な位相変化を生じ、その時間微分は伝送路で付加される新たな周波数偏移となる。このようにして遅延歪はベースバンドにおいて非直線歪による準漏話雑音に変換される。

伝播歪は、システムの他の部分で生じる歪に対して下記のように際立った特徴をもっている。

● 第1に、伝播歪は多重波の特性と干渉条件により広範囲に変動する。すなわち、図2.2でもわかるように、位相の非直線性は2波の位相差の特定の値で極大となり、この条件は Medhurst の所謂最大歪の条件に相当する。この極大は、2波の相対強度が近い値をとる程、逆相近くで尖鋭に現れる。更に遅延時間の大幅な変動も加わり、伝播歪雑音の変動分布は熱雑音のそれよりはるかに大きく変動幅を有する。



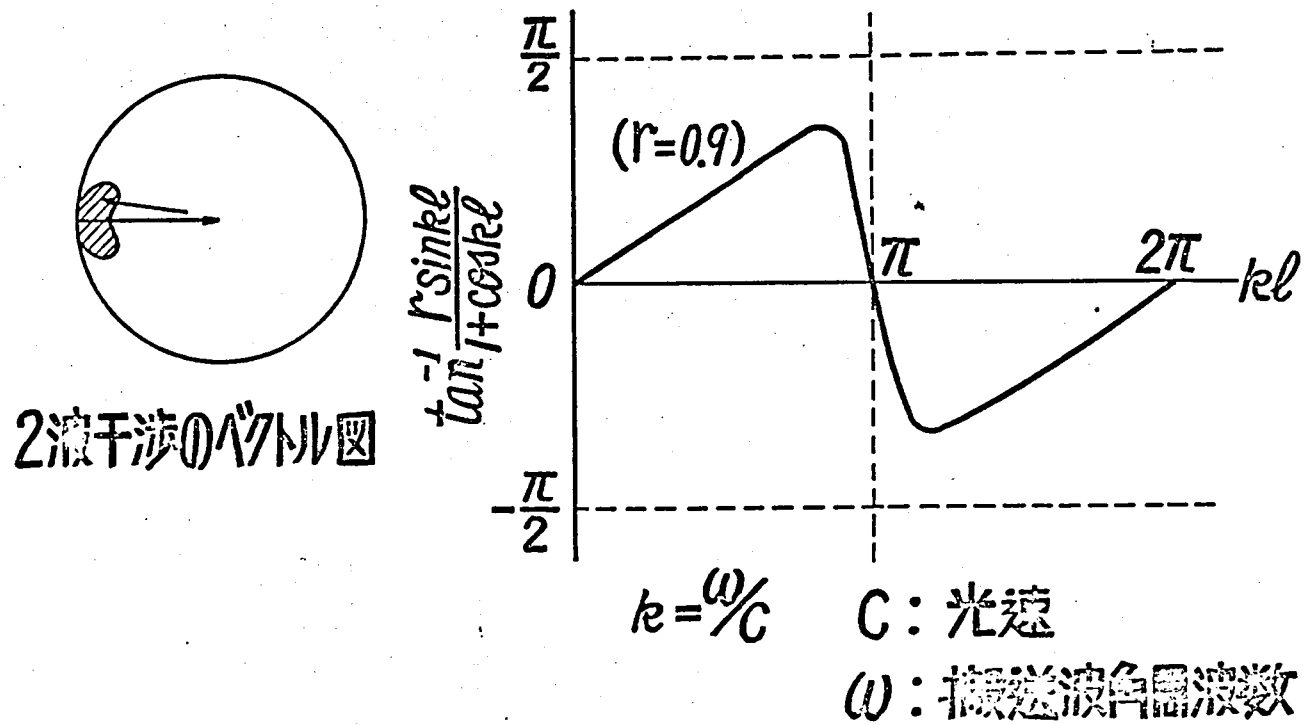


図 2.2 2波の干渉による位相特性

伝播歪の原因となる多重波には、大地反射波とダクトによる多重波があることは既に述べたところである。

大地反射波に関しては、その直接波との通路差は伝播路プロファイルの幾何学的条件 (path geometry) と、すでにその統計的性質の明らみにされている等価地球半径比  $k$  の値によって計算できる。これに対して実効反射係数は個々の伝播路の条件によって著しく異なるのでこの値の推定は伝播歪推定上必要となる。しかし、大地反射波強度の上界値を求めることができ、地へのリッジ等を利用してこの値を小さくすることにより伝播歪を小さく抑えることと原理的には可能である。

大地反射波による歪は伝播路に常時存在し、直接波と反射波の間の位相差と強度の変化に伴って比較的緩みに変動する。しかし、フェージング発生時は直接波レベルの低下に伴い急激な伝播歪の増大を生じる。

他方、ダクトによる多重波は、その発生機構上自由空間値に近い平均レベルの上下に変動する振幅を有し、伝播歪値を大きく支配する伝播パラメータはむしろその通路差である。振幅の大きいことから、前節で述べたように、ダクト性の多重波による歪は深いフェージングが起っているときに、瞬間

的な過大雑音を生じ、回線を瞬断させることを予想される。この点の統計的特性は、主として通信方式のパラメータ、伝播路長、送受信アンテナ高、伝播路の関与する電波気象特性により定められる。それ故、伝播路長や伝播路位置の概略値を定めれば、この範囲内での伝播路の選定により伝播歪の大幅な軽減を期待することは困難で、このためシステムパラメータに制約を課し、伝送容量を制限する要因となるであろう。

このように、伝播歪はその性質上、方式を構成するハードウェアによる軽減を期待できないことがその特徴であり、伝播歪が規格値を超える場合にはダイバシティ等の伝播特性改善策の採用が必要となる。

● PCM方式においても、多重波相互に等振幅逆相に近い干渉条件となり、深いフェージングが起つたとき大きな歪を発生する。この発生機構は次のように説明される。

通常の回線においては、多重波の遅延時間差はPCM変調のパルス周期に比し小さいので、各タイムスロットに対する矩形波パルス列を考えた場合、伝播歪の影響は隣接するタイムスロットの境界の符号変換点近傍の、多重波遅延時間内のみに見られる。この時間内のみは多重波各素波間の変調の瞬時

値が異なるため、素波間の destructive な干渉が起らず、残りの、符号長の大部分を占める時間には比肩するべく高いレベルの信号を受信される。この高レベルの短いパルスを送受信フルシステムで時間的に引伸されて全符号長に亘る干渉成分となるため、フェーディングによるレベル低下に反比例して大きい歪を生じるのである。

● PCM方式においては、微弱な大地反射波による歪は、平常は僅かな誤り率の増加をもたらすのみであるが、深いフェーディングにより歪み限界値を超えると、特定のパルスパターンに対しては全部誤りとなり、実質的には回線の瞬断を生じる。

## 2.4. 伝播歪と回線規格

● FM方式では、伝播歪は準漏話雑音(伝播歪雑音)の形で回線雑音を劣化させる。方式設計上からは、この雑音劣化を含めて、雑音規格を満足されれば充分である。

広帯域マイクロ波回線で広く用いられる回線規格は CCIR あるいは CCITT (国際電信電話諮問委員会)のそれである。これらの規格で伝播歪に関連して特に重要なものは次の2項目である。すなわち、互長 2,500 km の回線に対して

- (1) 最悪月の如何なる時間においても、評価雑音電力の零相対レベル臭での平均値は  $10^4$   $\mu$ W を超えない。

(2) 最悪月の無評価雑音電力が  $10^6 \text{ pW}$  を超える時間率は 0.01% (CCIR) または 0.001% (CCITT) 以下である。

1 伝播区間に対しては、これらの値はそれぞれ電力あるいは時間率について距離比例で配分されるのが普通である。

伝播点の変動は、熱雑音に比し大きいため、特に上記(2)項の規格に関する影響が大きく、深い電界低下に伴う激しい熱雑音のノイズバーストで起る回線の瞬断が問題となる。

このバースト雑音は、また、その平均値が 1 時間平均雑音の増加に寄与する。

よって、上記の 2 項目に照らして見た場合、伝播点の影響は表 1 に示すように 5 項目に分類することとできる。

これらの中で (1), (2), (4) 項は上記規格(1)についてのものであり、(3), (5) 項は規格(2)に対応する。同一区間において、これらは同時に発生するから、それぞれの規格に対して各項目の熱雑音電力についての電力和または確率和をとることにより、その区間の歪による劣化量を求められる。

また、(1) 項については、反射波の条件と 1 時間中央値受信電力の変動分布から計算することとできるので、本論文では (2) ~ (5) 項を対象とする。



表1 回線規格と伝播系の関連

多重波	非フェーディング区間	フェーディング区間
大地反射波	(1) 平均系雑音電力 (減衰性フェーディング 時の増加を含む)	(2) 瞬時過大系雑音 による平均雑音 電力の増加  (3) 瞬時過大系雑音
ダクト波		(4) 瞬時過大系雑音 による平均雑音 電力の増加  (5) 瞬時過大系雑音

## 2.5 本論文の内容

- 本論文各章の内容を説明するに先立ち、その特徴について述べる。

伝播系はその変動幅が大きいため、特に小さい時間率に対する回線規格との関係が重要な意味をもつ。この時間率の1伝播区間に配分される値は通常極めて小さく、 $10^{-6}$ のオーダーである。

このように小さな時間率を対象とする回線品質劣化の推定を行うため、劣化量の変動特性を直接測定する方法は、極めて長期間に亘る膨大な資料によらねばならず、实际的でない。

この困難の一解決法として 例えは電界低下による熱雑音の劣化については、等価レイリーフェージング発生率なる概念を導入して実験結果を外挿すること<sup>(13)</sup>を提案されているが、伝播系には従来このような方法がなく、伝播系あるいは多重波の測定結果を前節に述べた回線規格と関連づけることは不可能であつた。更に、伝播系に寄与する長い遅延時間の発生頻度<sup>小さい</sup>こと、伝播路の特性により多重波特性に入き差を与えること等の要因が加わり、系推定にはこれ等諸要因を如何に分離、推定し、然る后これらを組合せるものの問題解決が不可欠であり、従来の研究が断片的測定あるいはモデル化された系発生機構についての理論に終止していた原因も、これらの点の解決がなされていなかったことにあると考えられる。

このため、本研究においては特に下記の二点に重点をおいた。

- (1) 伝播系の小さい時間率値に対する分布の一般形を導き、実際的な多重波伝播パラメータであるところの実効遅延時間と関連づけたこと。

これにより、多重波特性ある系分布の推定が可能になり、また恰も熱雑音に対する等価レイリーフェージング発生率と同様に、大きい系に対する系分布曲線上の1点を求めることにより、小さい時間率に対する分布曲線を外挿により作成できる。

- (2) 多重波干渉機構に基づき、多重波特性をマルチパスフェージ



本論文の第3章においては、陸上および海上の2伝播路で行なつた伝播試験と、周波数掃引、入射角測定等につき説明し、その結果に伝播機構上の考察を加え、多重波の強度、通路差の変動特性を明らかにし、2波干渉モデルとしてのモデル化を行なつた。

第4章においては、前章のモデルを用い、多重波通路差分布とフェージング特性との関係を明らかにし、既知のフェージング特性にこの関係を適用することにより、多重波通路差(遅延時間)を任意の曲線に対して推定する方法を導いた。また、伝播路で発生する通路差の最大値について、その発生機構、グット特性の面より推定を試みた。

第5章においては、多重波による伝播歪値と干渉条件の関係について理論的に検討し、FM方式とPCM方式の両方式に対して、システムパラメータに無関係な、伝播歪決定の伝播要因として歪パラメータを定義した。このパラメータはレイリーフェージングおよび2波干渉両伝播モデルに対して適用可能であり、この観点から、従来独立に扱われて来た両モデルに対する評価法の間の関連が明らかになった。さらに、相関々数法によるFM方式の歪の4次級数による正確な評価を行ない、従来の級数展開法による分散級数近似の誤差について明らかにした。

第6章においては、第3章で得られた伝播モデルを用いて第5章の各パラメータ分布の一般形を導き、実効通路差(実効遅延時間)を定義し、FMおよびPCM回線の過大歪発生率と実効遅延時間の2乗と、伝播特性に無関係なシステムパラメータの積で与えられることを示した。また、第4章で求めた遅延時間分布より実効遅延時間の任意回線に対する推定式を導いた。

これらの結果を組合せて、FM方式のダクトによる伝播歪発生率を図式的に求める方法を述べた。本章で導いた歪分布の一般形を用い、過大歪雑音の、平均雑音えの寄与についても評価する方法を与えた。

第7章においては、微弱な大地反射波の伝播歪への影響を、直接波レベル変動により起る振幅比に着目して第3章の伝播モデルを適用して検討し、その推定法を導き、大地反射波に対する実効遅延時間を定義した。

第8章においては、第3章の伝播モデルと第6章の各パラメータ分布の考え方を用い、周波数ダイバシチおよびスเปースダイバシチを適用した場合の伝播歪軽減効果の推定を行ない、雑音検出による切替周波数ダイバシチの有効性を示した。

## オ3章 ダクトによる多重波の特性 (14) (15)

### 3.1. 多重波測定実験

#### 3.1.1. 測定方法と測定装置

##### (1) 通路差と振幅比の測定

多重波の通路差の測定は、比較的分解能の得易い周波数領域による方法として、周波数掃引法と三周波法を用いた。

周波数掃引法は送受信周波数を広範囲にわたって掃引し、電界強度の周波数特性を測定する方法で、この周波数特性が多重波発生時には多重波通路差と振幅比にそれぞれ対応した周波数軸上の波数と偏差をもつた干渉パターン（ウエブリングパターン）を呈することから、多重波の通路差および振幅比を求むる方法であり、新たに高精度の測定器を開発して用いた。

周波数掃引範囲は、 $5.5 \sim 6.2$  GHz の  $700$  MHz であり、約  $20$  cm 以上の通路差があれば測定できる。

掃引装置の出力は  $200$  mW、掃引帯域内での出力偏差は  $0.1$  dB 以内で、掃引はクライストロン発振器の空洞の周波数を機械的に変化して行われる。

受信装置は、後進波共振管を局部発振器に用いた追従形 AFC を有する狭帯域受信方式をとっており、帯域幅は約  $1$  MHz、掃引帯域内での利得変化は  $0.3$  dB 以下である。

この総合特性より、振幅比 20 dB 程度までの多重波の測定が可能である。振幅比が 1 に極めて近い場合、掃引帯域内に干渉パタンの極小が来ると、AFC のロックはずれを生じ欠測となる。その限界フェージングデプスは約 30 dB である。

ウオブリングパターンは 12.5 Hz の掃引周波数でブラウン管上に画かれ、 $1/2$ 秒ごとに写真撮影された。

20 cm 以下の通路差については、より高い周波数間隔で電界の周波数特性を測定する必要がある。このため、4, 5, 6.7 GHz の 3 つの周波数に対する電界の同時記録より、幾何光学的な 2 波の干渉を仮定してその通路差、振幅比を算出する 3 周波法を併用した。この場合、多重波パラメータ計算の過程で生じる不確定さを除くため、ウオブリングによる測定結果を有効に利用される。

## ● (2) 入射角差の測定

多重波をその入射角差により分離測定するため、24 GHz 帯で 10 m の垂直開口面を有する狭ビームパラボラアンテナの一次放射器を上下することによりそのビームを垂直面内で掃引し、修正指向性パターンを記録した。

指向性の半値幅は 0.07 度、掃引範囲は 1.2 度、掃引周波数は  $1/4$  回/秒である。

以上の測定と同時に、5 GHz での入射角測定、スเปクトバッチ

の効果, 雑音負荷法による準漏話雑音の測定等を行なわれたため, 本論文において特に関連をもっている雑音測定結果についてのみ后で引用するに止める。

### 3. 1. 2. 実験区間および期間

実験伝播路としては, 伝播系の発生が多く期待できる, 比較的伝播条件の悪い陸上および海上の1区間づつを選んだ。これらの区間で, 夏季のフェーディング多発期を選び測定を行なった。実験伝播路の諸えを表2および図3.1(a), (b)に, また, 送受信局の例を図3.2に示す。

表2 実験回線諸え

実験回線	比叡 - 大野木	和留沢 - 鹿野山
実験期間	1960年8月	1次; 1961年7~8月 2次; 1962年7~8月 3次; 1963年7~8月
送受信高 (海拔m)	848, 374	410, 330
距離	62.3 km (陸上)	78.7 km (海上)
大地反射波 (実効反射係数)	-24 dB (計算) < -30 dB (実測)	< -33 dB



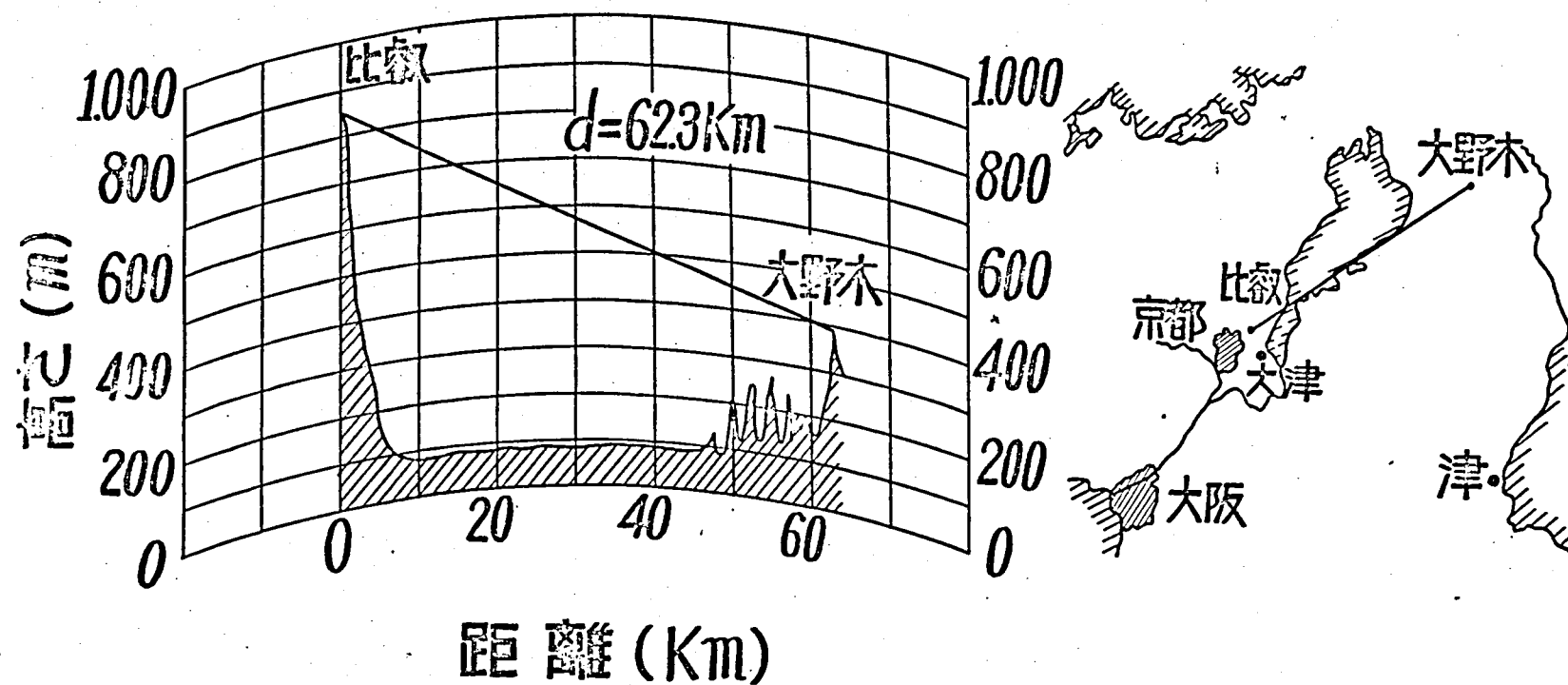


図 3.1(a) 試験伝播路(1)

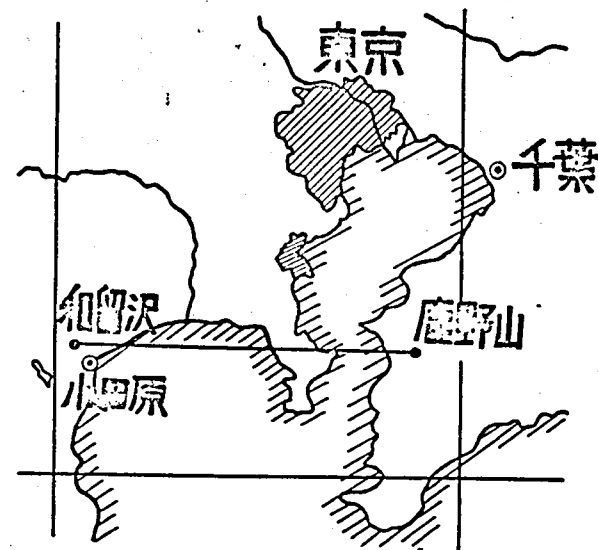
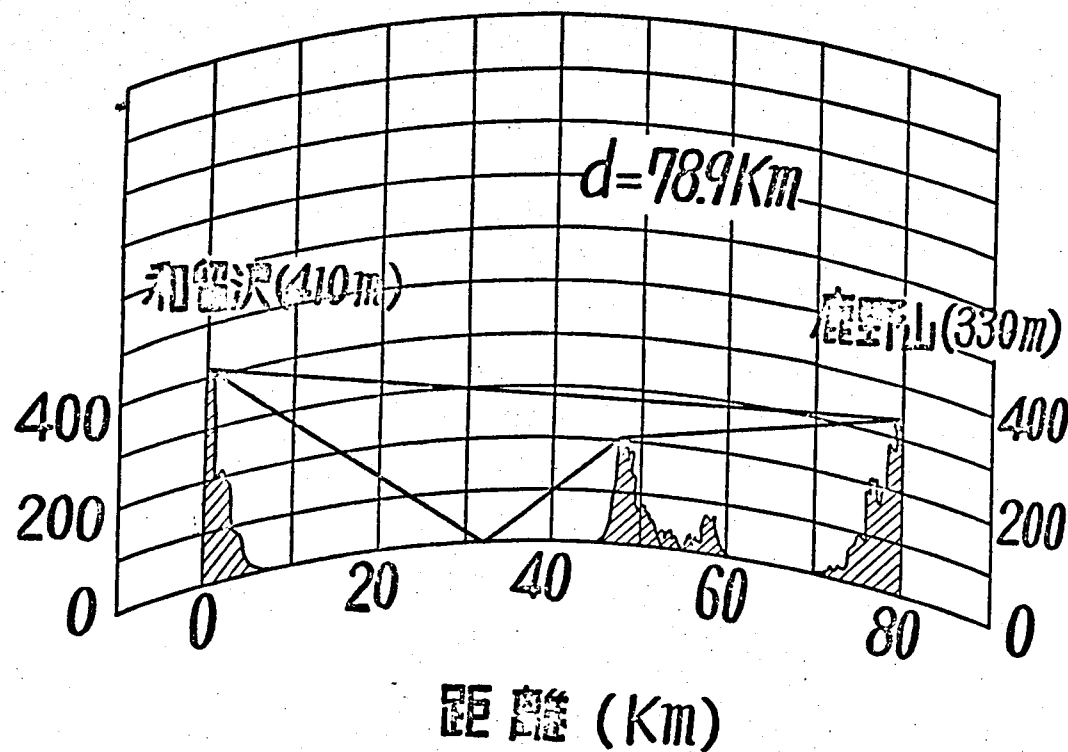
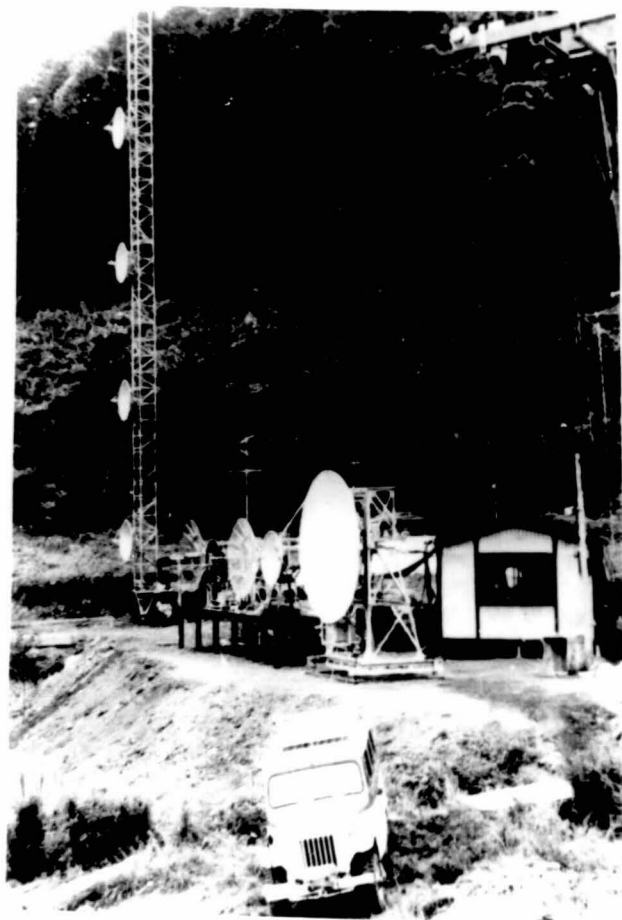
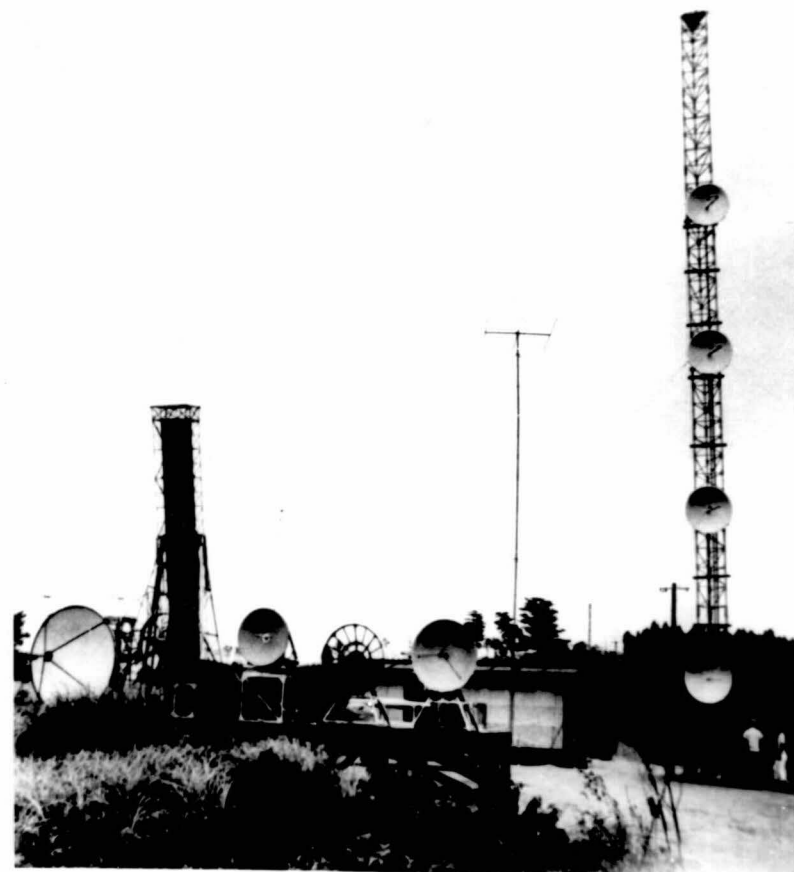


図 3.1 (b) 試験伝播路 (2)



和留沢送信所



鹿野山受信所

図 3.2 実験局

大地反射波強度については、西田線共しゃへいリッジにより直接波に対し30dB以上減衰をとるよう考慮した。このため発生する多重波は主としてダクトによるものである。

### 3.2. 測定結果

#### ● 3.2.1. ウォブリングパタンの例と最大通路差

陸上斜伝播路の比叡-大野木田線において測定されたダクト性多重波によるウォブリングパターンは、同時に極大と極小を示すものも皆無であつた。すなわち、この伝播路で発生した多重波の通路差は20cm以下である。したがって、多重波通路差の測定値は3周波長によるもののみであり、その大部分は2~4cmの間に存在する。

● 海上北平伝播路の和留沢-鹿野山田線においては、図3.3, 3.4の記録例に示ような長い通路差が観測されたが、その年間最大値は2m~60cmの間で顕著な逐年変化を示した。

図3.3(a)はフェーディングの発生していない標準伝播状態に対するパターンであり、(b)~(e)は必ずしも2波干渉により生じたと思われるパターンの例であつて、順次通路差が大きくなつており、それぞれ約20, 40, 70, 160cmである。(b), (c)はこの図線において屢々観測されたものであるが、(e)は最も

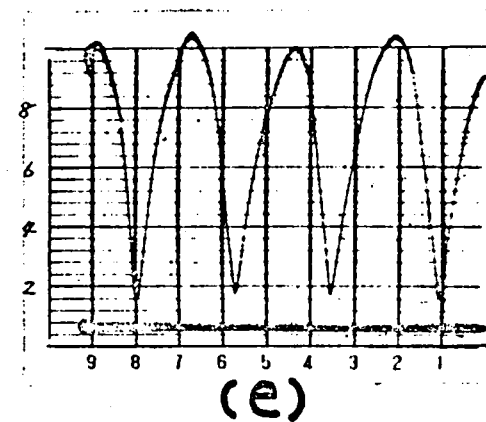
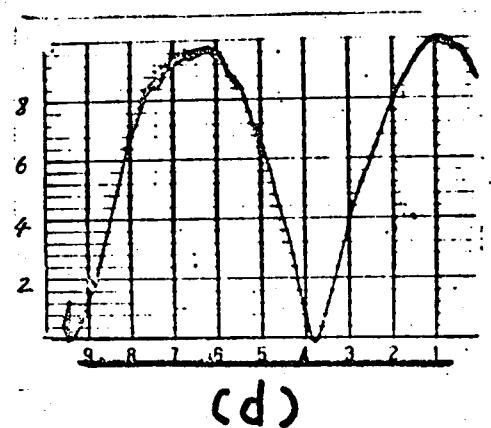
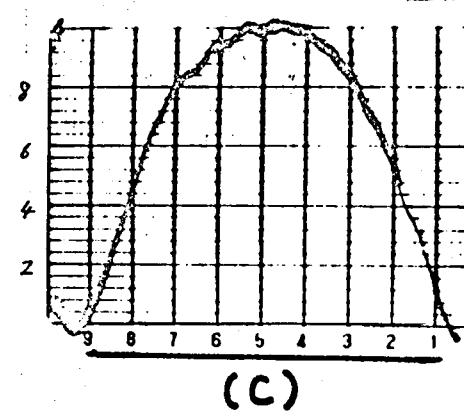
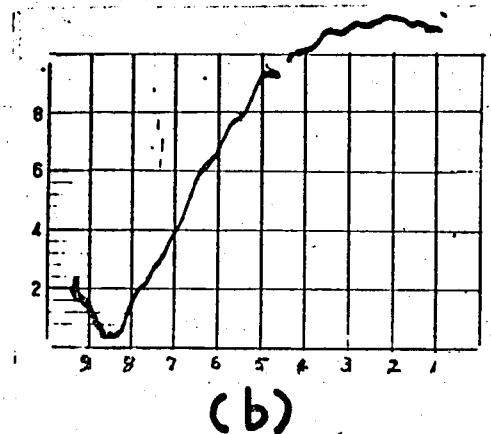
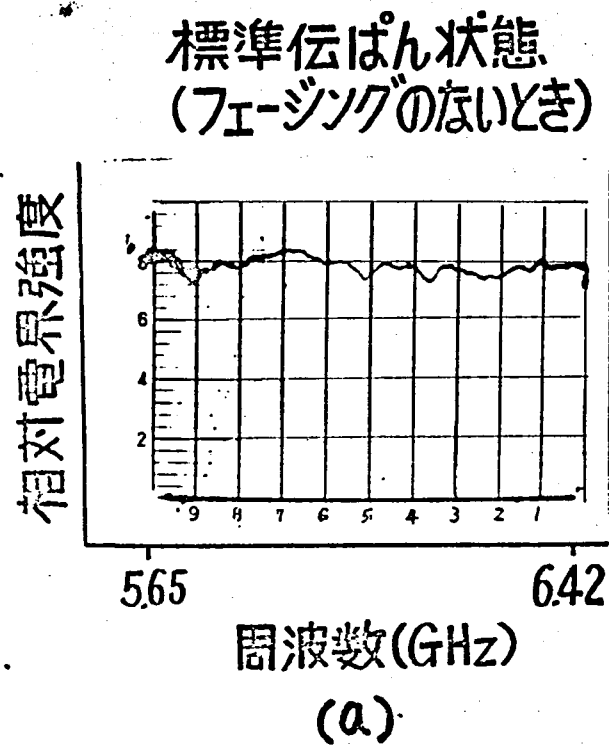
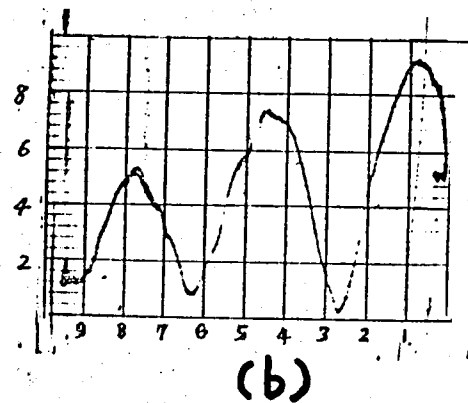
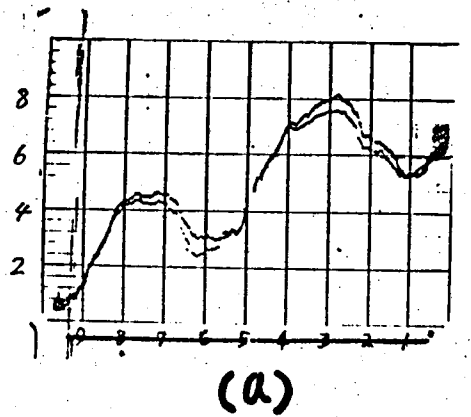
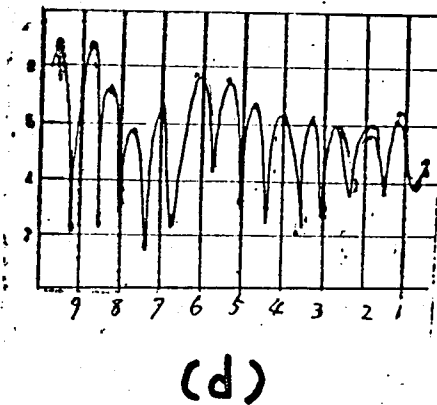
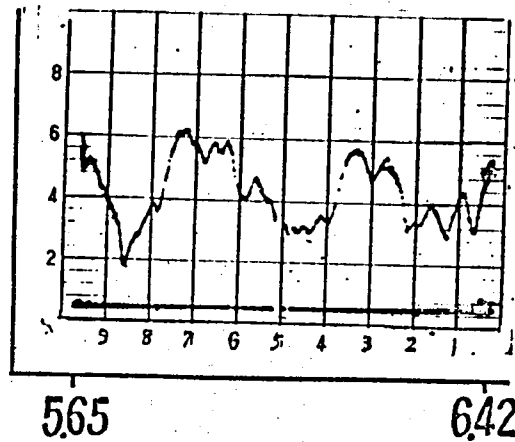


図 3.3 ウオブリングパタン(2波干渉)



相対電界強度



周波数(GHz)

図 3.4 ウオブリングパターン(3波以上の干渉)

大きい通路差観測値に対するパターンである。

図3.4はより複雑な形のパターンであつて、(a)、(b)は3波の干渉においてその中の2波の通路差を極めて小さい場合を示すものと解釈できる。(a)はこの2波の合成強度が掃引領域内で3波より強勢な場合、(b)は3波の方が強い場合に相当している。この3波は他の2波に対して1m前後の通路差を有している。

図3.4.(c)(d)は減衰性フェーディング発生時に観測されたパターンであつて、大地反射波と思われる極めて長い通路差を有する波の干渉を示している。(c)では比較的弱い長遅延の波と、1m程度の通路差の強勢な波を重ねてあり、(d)はあまり不規則ではあるものの2波の干渉と考えることもできよう。

### ● 3.2.2. 入射角 と 入射角差

図3.5に、狭ビームアンテナの修正パターンの記録例を示す。図3.5(b)は2波の入射角差が大きく、ほぼ完全に分離判定されている場合、(a)は入射角差が小さい場合である。また、(c)は3波以上の波が複雑に干渉している例である。

陸上路で規定された入射角差のrms値は $0.15^\circ$ 、最大値は $0.3^\circ$ で、海上路におけるものは、 $0.25^\circ$ と $0.7^\circ$ であり、后者は5GHzでの測定値ともほぼ一致する。ただし、海上路

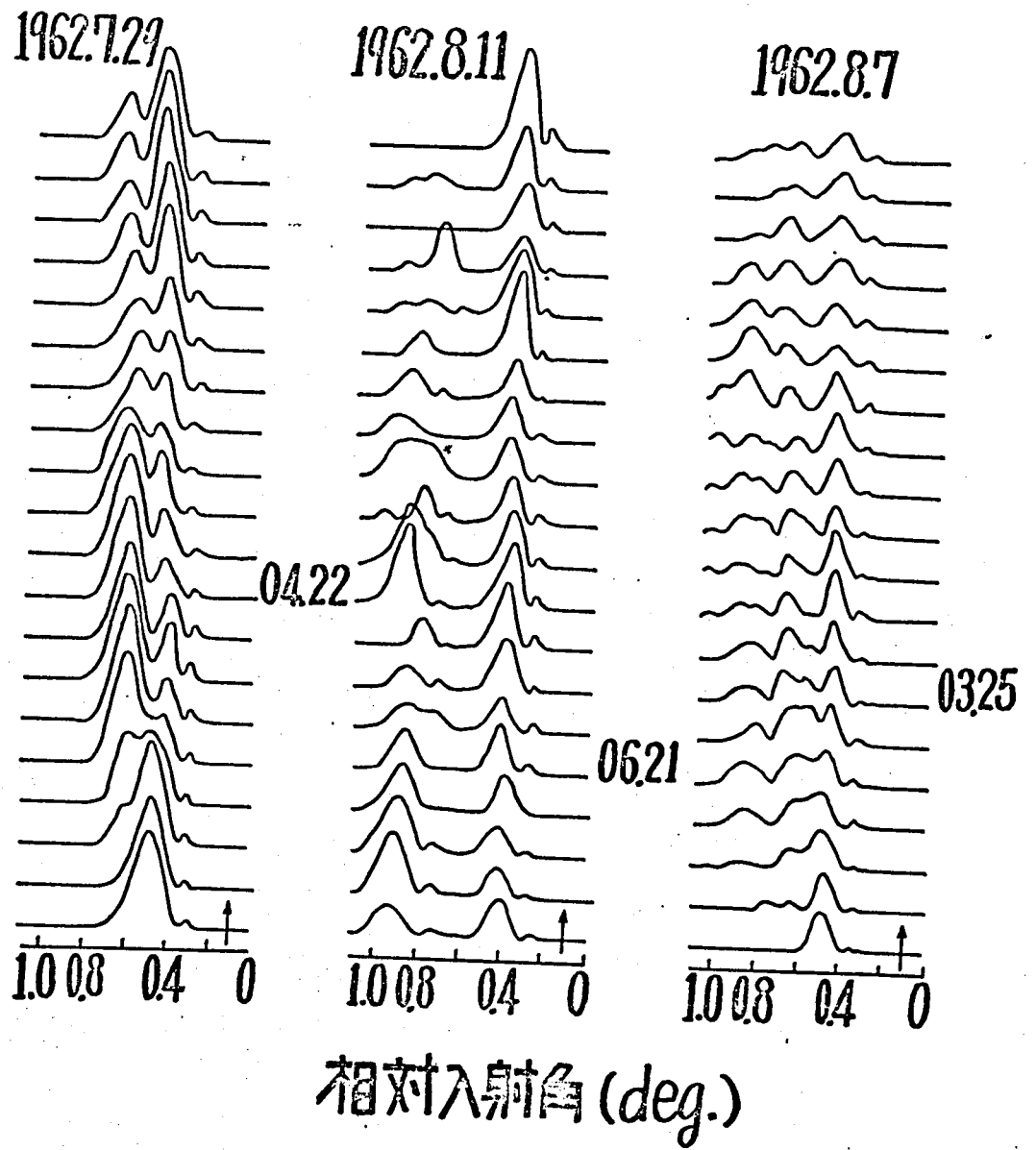


図3.5 24GHz狭ビーム  
アンテナパターン



において、例外的に強烈なダクトが発生したとき、最大 $10^\circ$ に達する角度差を測定され、そのときの通路差も $2\text{m}$ に達した。

以上あらわされるように、伝播路の差による入射角差の相異は通路差の相異に比してはるかに小さい。これは例えは両者の距離特性を考えた場合、前者は前者の3乗に比例すること

### ● 3.2.2. 理解できるように

入射角は、フェーディング発生時上方に変化し、その変動幅も増加する。この例を図3.6に示す。図において、8月7、8両日の入射角偏倚のピークは、いずれも減衰性フェーディング発生時に起っており、8月11日のそれは $1\text{m}$ を超える長い通路差と対応している。

### ● 3.2.3. 多重波の素波数

ダクトによる多重波の素波数については、図3.4等より3波以上存在する場合が起るが、例えは図3.4 (a), (b) のようなパターンは比較的不安定に変動し、多重波の交替があらわれるように、通路差の大きい変化を伴う場合が多い。鹿野山の第2次の測定結果によると、フェーディング発生時の修正パターンについては、その58%が単山峰で、20%が3個以上のピークを有している。これに対して3dB以上の偏差を示すパターンはパターン

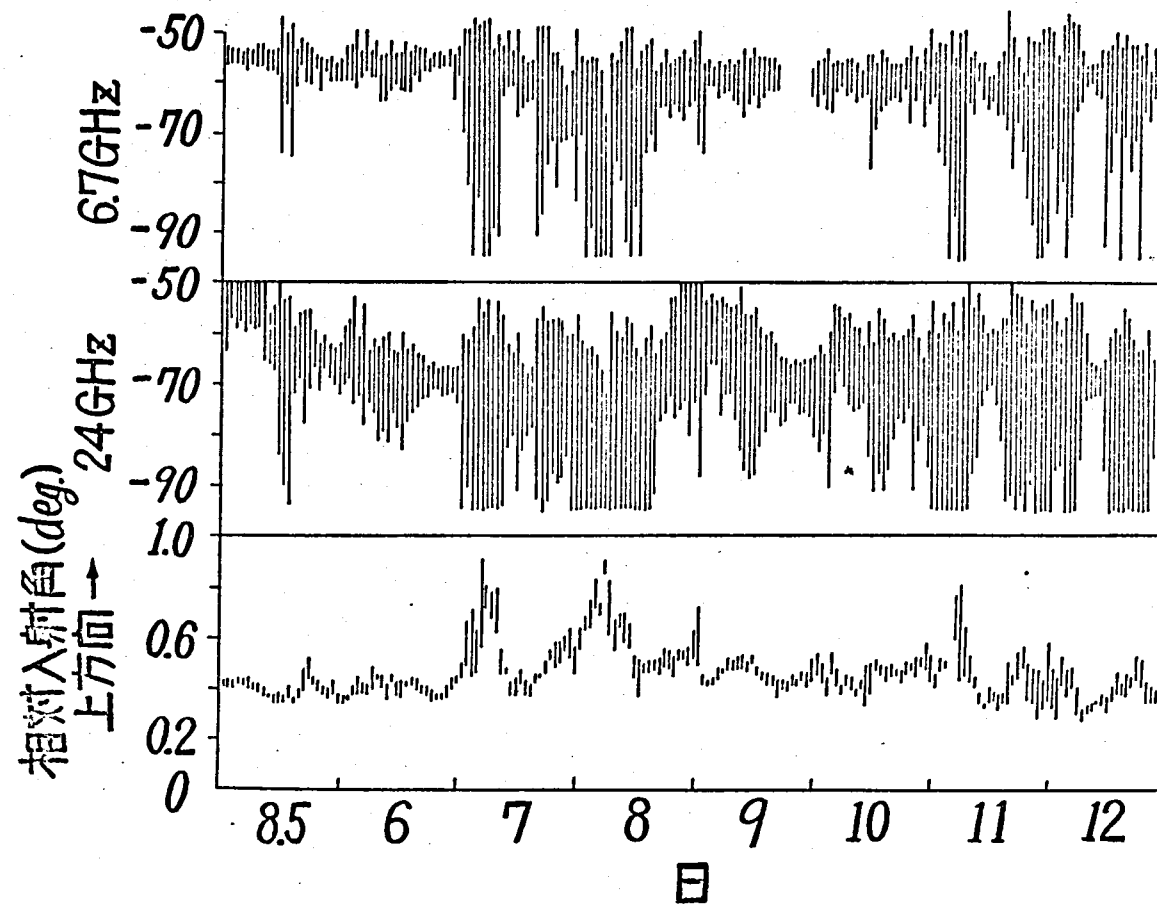










図3.6 フェーシングレンズと入射角の変化

を、第2次和留沢一鹿野山実験の資料より選り出し、統計  
 47,000 個について2分類を試みた結果、表3に示すように  
 2波干渉と見做せるもの計 77% となった。また、3波以上  
 の干渉と考えられるパターン 23% について、その 22.5%  
 まで、3波中2波の通路差を小さく、図3、4 (a) 形で  
 ある。この事実は、もとより、大きい通路差は発生しにくく  
 その確率を小さくしたため、3波に対してそれぞれに大きい  
 通路差が同時発生する頻度を極めて少ないと考へれば、  
 妥当性が理解されよう。

表 3 ウォブリングパターンの分類

パターンの形状		頻度 (%)	小計 (%)
2 波 干 渉	右上り傾斜 	13.0	42.0
	左上り傾斜 	29.0	
	帯域内に極小あり 	11.5	21.2
	帯域内に極大あり 	9.7	
	1周期以上 	14.0	14.0
3 波 以 上	右上り1周期以上 	6.3	22.6
	左上り1周期以上 	16.3	
	変調波形 	0.2	0.2

上述のように、狭ビームアンテナパターンとウオブリングパターンは、共に20%余りの3波干渉の発生頻度を与えるが、伝播系に限るならば3波の中の通路差の小さい2波を合成し、1波で近似することゝ許されよう。

### 3.2.4. 多重波の変動特性

図3.7に観測されたウオブリングパターンの変化例を示す。図3.7(a)は大きい通路差の2波が干渉し、それらの相対振幅比が変化したっている場合の、また同図(b)は通路差が変化したっている場合の例である。前者においては通路差は殆んど変化していないが、后者では通路差は20cm付近において3分間で3cm程度変化している。

図3.8は、ウオブリングパターンを求めた通路差 $\theta$ と振幅比 $\Gamma$ の変化の一例で、振幅比は数秒から1分程度の時間で零と1の間を急激に変化するが、通路差はこれと比較すると緩やかに變つており、速いときでも3mm/sec. 以下の変化率である。

図3.9は、3周波法による測定と解析結果の一例を示したものであるが、この場合も通路差の変化は緩やかであるが振幅比は数十秒のオーダーで激しく変動している。

このような急激な振幅比の変動は図3.5の狭ビームアンテナパターンにおいてもみられるが、同図からさらにこのような振幅比の



図 3.7(a) ウオブリングパタンの変化  
(振巾の変動例)

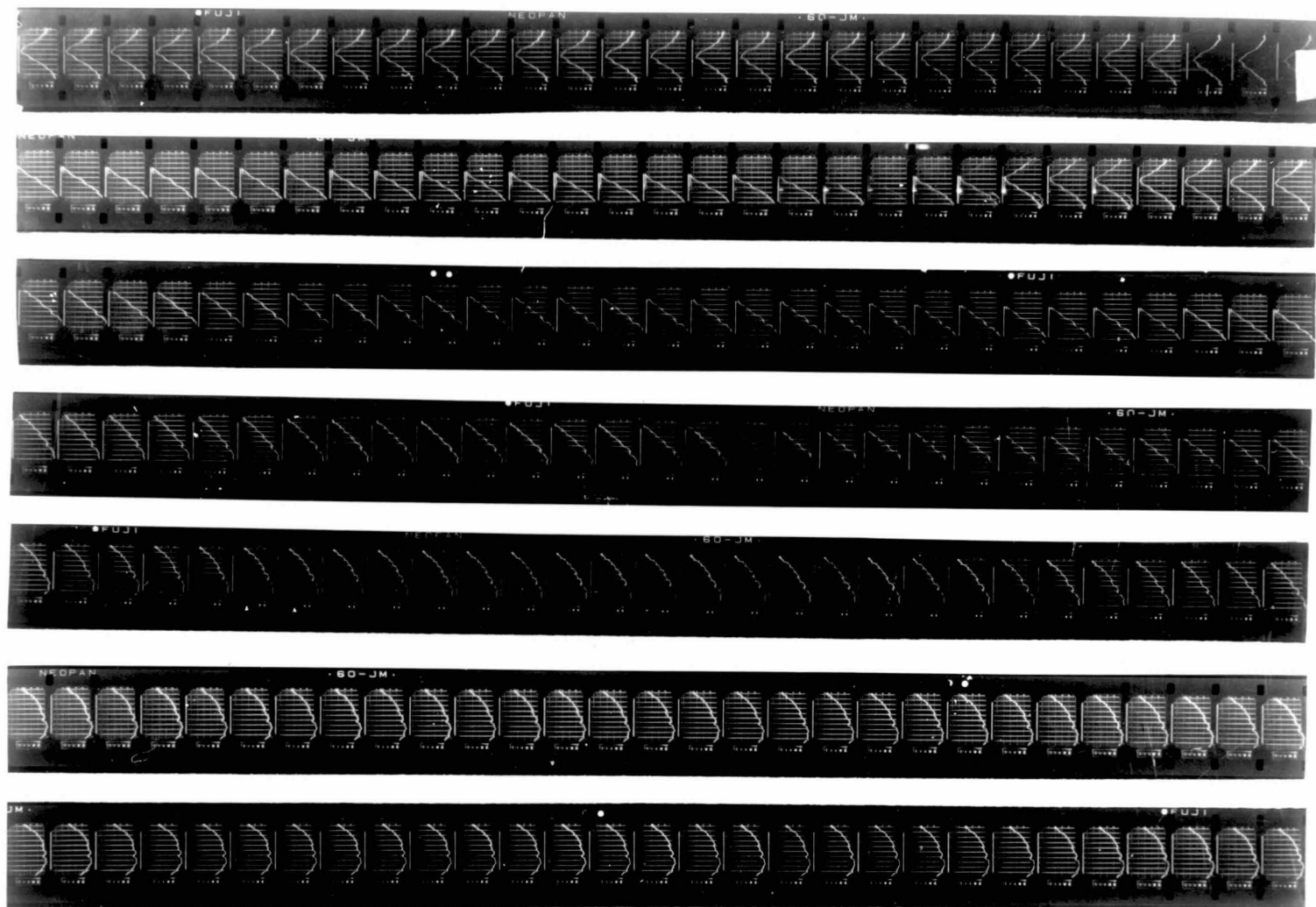


図 3.7 (b) ウォブリングパターンの変化  
(通路差の変動例)

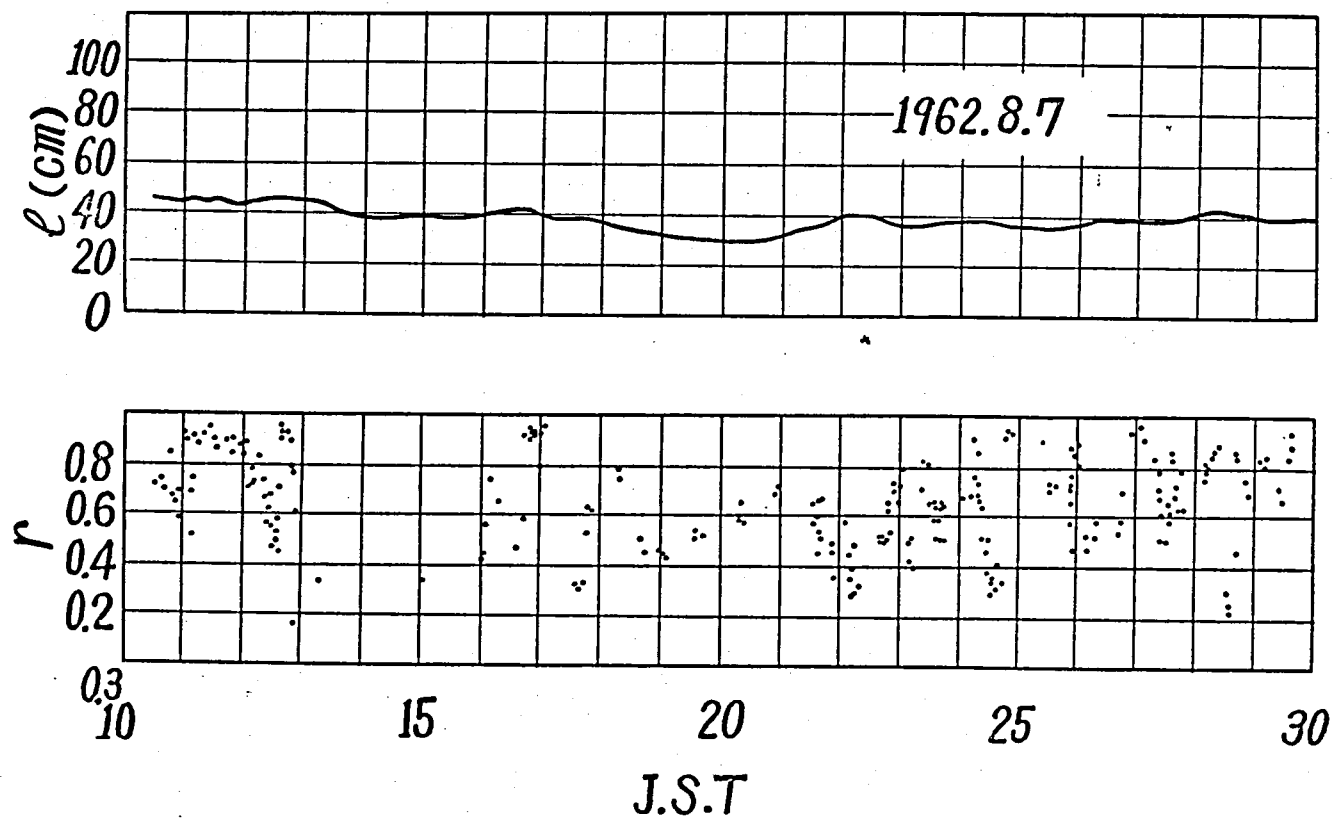


図 3.8 通路差, 振巾比の変化(和留沢-鹿野山)

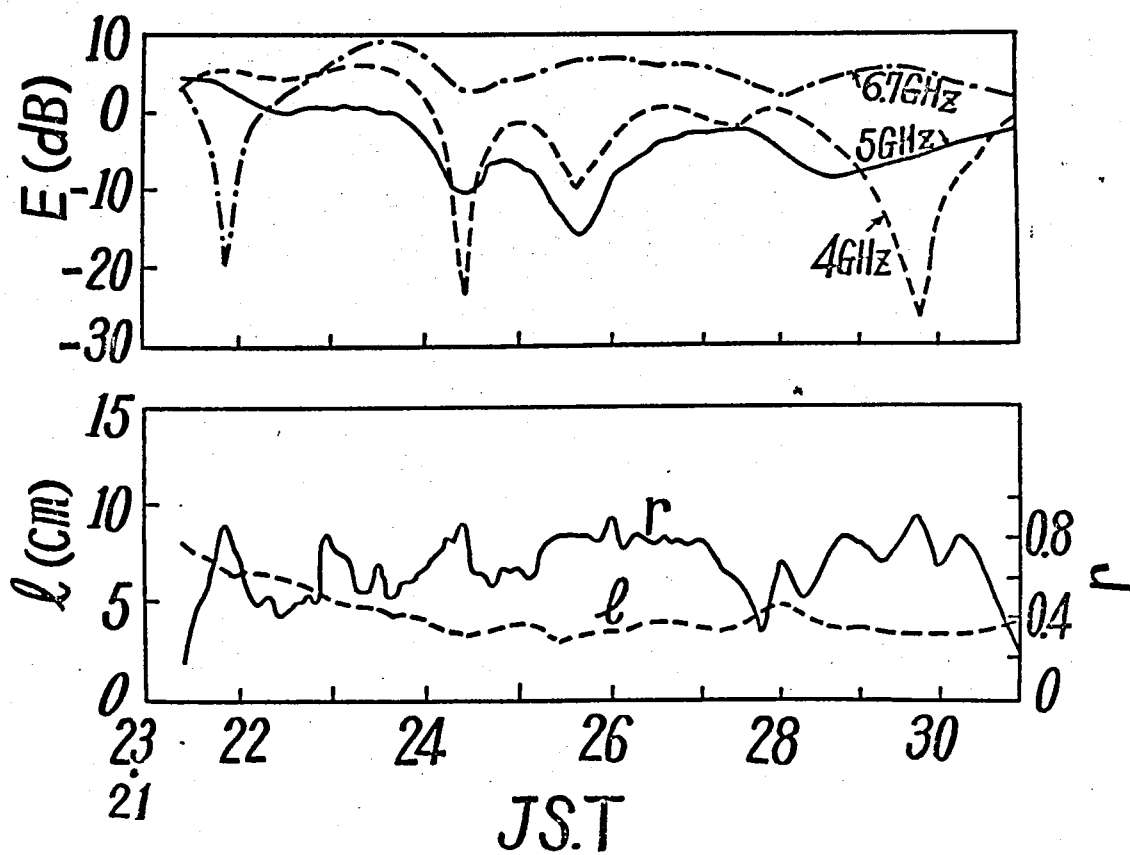


図3.9 3周波法による測定解析の例(比叡大野木)



変動が、各素波強度の互いに異なる変動の様相を呈することによつて  
 あるものであることかわる。実際、強勢な多重波が干渉して  
 いる場合でも、2波の消長が交互に起ることも多く、図3.5(b)の  
 例の06時20分10秒より06時21分04秒までの間に於いて、  
 2成分波間の強度関係が数回逆転している。

二のように2波の強度比が連続的に変化して強度関係が逆  
 転する結果、振幅比は1の周りを反転して変化する。このため  
 振幅比は1の近傍で単調な分布密度をとるが、特に素波  
 強度の変動が激しい場合は、振幅比分布は小さい値を除いて  
 一様分布に近くなることを期待され、このような例が図3.10の  
 振幅比分布の曲線(a)にみられる。図の分布が振幅比が  
 1に近いところで一様分布であるように見えるのは、測定装置に  
 解析の誤差によるものであつて、振幅比が1に極めて近い  
 ときは、図3.7(b)にみられるように、測定器のAFCすれを生じ  
 欠測となること、僅かに重畳している3波の効果を持ち帯域内  
 で平均して2波干渉と見做して振幅比を求めていること等が  
 原因していると思われる。この極端な例が、図3.10曲線(b)である。

振幅と通路差は、その変動の速さが異なるから、これらの  
 間には、図3.11に示すように殆んど相関は見出されない。

多重波の通路差、入射角差の大きい変化もまた多重波の消長、

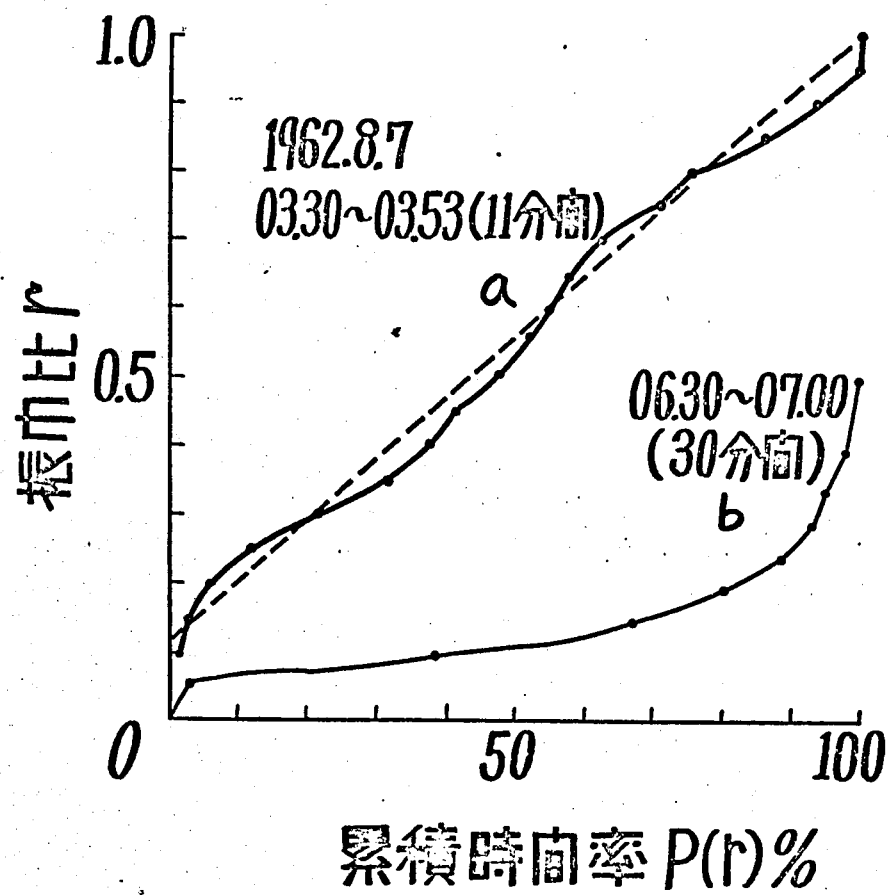
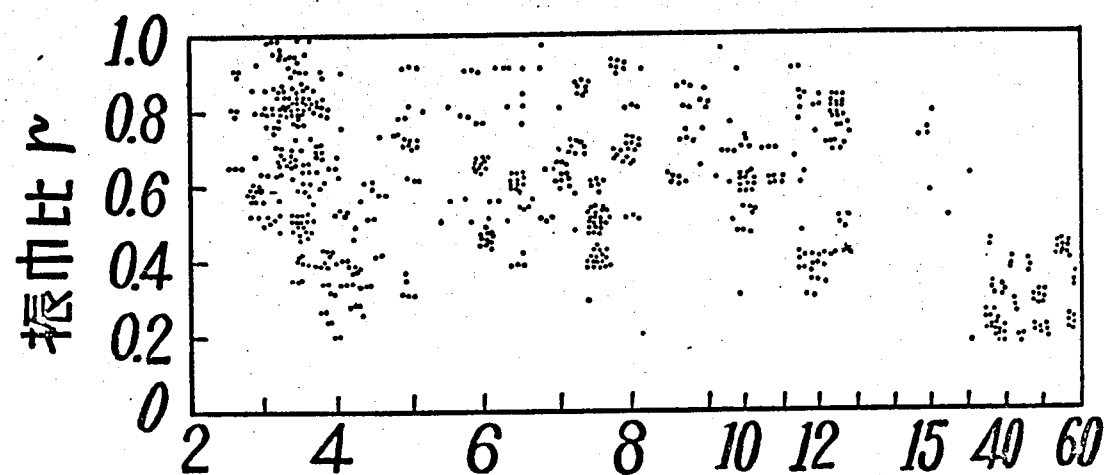


図3.10 振巾比分布の例  
(和留沢一鹿野山)



通路差  $l$  (cm)

図 3.11 通路差と振幅比の相関  
(和留沢-鹿野山)

交替の形で起る場合が多く、新旧両波の交替時には過渡的に図3.4 (a), (b) の例のように3波以上が存在することもあり、1つの波の存続時間は数分ないし数十分のオーダーである。

### 3.3. 摘 要

陸上および海上の2伝播路における多重波の通路差、入射角差の測定を行ない以下の結果を明らかにした。

(1) 62kmの陸上斜距離ではダクトによる通路差は20cm以下で、大部分は2~4cmであった。

(2) 79kmの海上水平距離では、通路差は最大2mに達し、顕著な逐年変化を示した。

(3) ダクト性多重波は75%程度が2波干渉と見做される。過渡的に3波以上が干渉するが、その中の2波の通路差は小さい。

(4) ダクト性多重波の通路差は、振幅比に比し緩やかな時間変化をするため、両者の相関は認められない。

(5) 振幅比の変動は、素波振幅の大幅な変動であり、 $r=1$ 近傍で一様分布に近似される。

上記(3)項の結果から、伝播系に関してはダクトによる多重波は2波干渉で近似しても大きい誤差を生じないものと考えられる。

## 第4章 ダクトによる多重波の通路差分布の推定<sup>(16)(17)</sup>

### 4.1. 多重波通路差の分布密度

前章の結論では、ダクト性多重波は、2波干渉で近似され、その短時間振幅比分布は一様分布で近似でき、かつ、振幅比と通路差は無相関である。それ故、伝播系の推定のための伝播パラメータとしては、これら2波の間の通路差の統計が明らかにされるは充分である。ただし、振幅比の分布については、多重波発生期間のとり方によって変る比例定数に対する不確定性を含んで来る。すなわち、長期間での発生頻度は一様分布に実効的な多重波発生頻度を荷重したものとなる。特定の通路差に対しては、この荷重した一様分布の密度とは、振幅比 $r$ と通路差 $l$ の同時分布密度 $p(l, r)$ に他ならず、これを $r=1$ の近くで $r$ に対する一定値をとるのである。それ故、以後、この値を通路差の分布密度 $p(l)$ と定義する。伝播系およびフェージングの $p(l)$ の適用を考慮し、特に重要な意味をもつ $r=1$ での近似をよくするため、ここでは

$$p(l) = p(l, 1) \quad (4.1)$$

と定義する。この定義により、例えば大地反射波等の直接波レベルの低下に伴って小さい時間率のみ優勢となる多重波成分についても適切に取り扱可能なものとなる。

本章においては、フェージングと通路差特性を関連づけるため、

同期性フェージングに相当する因子として強い方の波の平均レベル (通常は自由空間値) に対する値  $E$  の同時分布をも考慮する。ただし、 $E$  のフェージングデプスは干渉性フェージングによるレイリー分布のそれに比し小さいものと仮定する。また、干渉を起こす2波は幾何光学的な波であるとする。すなわち、2波の位相差は周波数に比例する。この仮定は、或種の多重波発生機構、例えば図 2.1 (b) の場合のようにクラスタ波を包絡線を持つときには成立たず、誤差を生じる。

#### 4.2 通路差の分布とレイリーフェージング発生率

前節で定義した2波干渉モデルにおいて通路差、振幅比および同期性フェージングに対する電界の同時分布密度を  $p(E, l, r)$  とすると、2波干渉による合成電界が  $E$  以下となる確率を特に深いフェージングすなわち  $E \ll 1$  の場合について求めることとする。

このような深いフェージングは、2波がほぼ等振幅逆相となって生じるわけであるから、このとき  $r \approx 1$ ,  $l \approx (2n+1)\lambda/2$  の状態になつてゐると思ふ。ここに  $n$  は整数、 $\lambda$  は搬送波の波長である。

2波の合成ベクトル  $E(1 + r \angle 2\pi l/\lambda)$  が電界値を与える。それ故、電界

がフェードして  $\varepsilon$  以下となることは、換言すれば複素振幅比ベクトル  $\vec{r} = r/2\pi l/\lambda$  を  $-1$  の点を中心とし、半径  $\varepsilon/E$  の円内に存在することに対応する。

この状態の起る確率  $P(E, \varepsilon)$  は、電界の落下みの円域における  $p(E, l, r)$  の確率積分として次式で表わされる。

$$\begin{aligned} P(E, \varepsilon) &= \iint_{|1+\vec{r}| < \varepsilon/E} p(E, l, r) dl dr \\ &= \iint_{|1+r\angle\theta| < \varepsilon/E} \frac{1}{r} p(E, \frac{\lambda}{2\pi}\theta, r) d(\frac{\lambda}{2\pi}\theta) r dr \quad (4.2) \end{aligned}$$

上式は、通路差  $l$  を、2波の位相差  $\theta = 2\pi l/\lambda$  に積分変数を変更したものである。ここで、 $\theta$  は  $\pm\infty$  に対して積分を行なうのであるが、式 (4.2) の積分領域の  $\theta$  についての周期性を考慮し、且  $l$  は通路差の絶対値するわけ正の値のみとすることとすると、

$$P(E, \varepsilon) = \sum_{n=0}^{\infty} \iint_{\substack{|1+r\angle\theta| < \varepsilon/E \\ |\theta - (2n+1)\pi| < \pi}} \frac{1}{r} p(E, \frac{\lambda}{2\pi}\theta, r) d\frac{\lambda\theta}{2\pi} r dr \quad (4.3)$$

$$\text{よって } \varepsilon/E \ll 1, \quad \theta \approx (2n+1)\pi, \quad r \approx 1$$

なる積分領域に対する近似を用い、式 (4.3) の被積分関数の変数を一定とし、また、積分領域を単位円と  $|\vec{r}| = \varepsilon/E$  の2つの円の共通部分の代わりに、半円で近似する。

$$P(E, \varepsilon) \approx \frac{\lambda}{4} \sum_{n=0}^{\infty} p(E, \frac{2n+1}{2}\lambda, 1) \cdot \left(\frac{\varepsilon}{E}\right)^2 \quad (4.4)$$

さて、相対受信電力の瞬時値  $x$  以下となる累積確率  $P_x(x)$  は、 $\varepsilon^2 = x$  に対して、更に  $E$  についての確率積分をとりはくといえらる、

$$P_x(x) \approx \int_0^{\infty} \frac{\lambda}{4} \sum_{n=0}^{\infty} p(E, \frac{2n+1}{2}\lambda, 1) E^{-2} x dE \quad (4.5)$$

実際には、 $E$  の積分範囲は  $\varepsilon/2$  以上に限られるべきであるが、 $\varepsilon \ll 1$  で且、 $E$  のフェージングデプス  $\lambda$  が小さいものとの仮定により、式 (4.5) の近似が成立するのである。

式 (4.5) は  $P_x$  の  $x$  立ちこことを示しているが、ここで問題としている深いフェージング発生時に対するには、レイリー分布でも同様の比例関係が成立する。それ故、全時間中の或時間率  $P_R$  が「レイリーフェージングが発生したと考えたとき、式 (4.5) と等しいフェージングを生ずる」ところの比例定数  $P_R$  を「等価レイリーフェージング発生率」と定義すると、

$$\begin{aligned} P_R &= P_x(x) / x \\ &\approx \frac{\lambda}{4} \sum_{n=0}^{\infty} \int_0^{\infty} p(E, \frac{2n+1}{2}\lambda, 1) E^{-2} dE \end{aligned} \quad (4.6)$$

なる関係が得られる。

ここで、考察を容易にするため、 $E$  の変動が「通路差」のゆい



独立であると仮定して、 $E$  の分布密度を  $g(E)$  とすると、

$$p(E, l, r) = g(E) \cdot p(l, r)$$

となり、式 (4.1) を考慮して

$$P_R \approx \frac{\lambda}{4} \gamma \sum_{n=0}^{\infty} p\left(\frac{2n+1}{2} \lambda\right) \quad (4.7)$$

$$\gamma = \int_0^{\infty} g(E) E^{-2} dE \quad (4.8)$$

式 (4.8) の  $\gamma$  は、同期性フェージングに対する補正係数と考えることができる。ここでこの値について少しだけ吟味しておく。同期性

フェージングは多くの場合対数正規分布で近似されるから、そのデシベル分散を  $\sigma^2$  とし、 $X = 20 \log(E/E_m)$ ;  $\overline{E^2} = 1$  とおくと、

$$\begin{aligned} \gamma &= \int_{-\infty}^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \exp\left(-\frac{X^2}{2\sigma^2}\right) E_m^{-2} \exp\left(-2\frac{\ln 10}{20} X\right) dX \\ &= \exp\left(\frac{\ln 10}{10} \sigma\right)^2 \end{aligned} \quad (4.9)$$

上式より、分散が特に大きいときは  $\gamma > 1$  となることを考慮する必要がある。マイクロ波の見通し内伝播においては  $\sigma$  は 4dB 以下で、 $\gamma$  も 2 以下となり、 $\gamma \approx 1$  において大差ない。このことは  $\gamma$  が受信電力の平均値と中央値の比の 2 乗に等しいことからも容易に推論できる。故に以下においては、 $\gamma = 1$  として考察を進める。

### 4.3 通路差分布の推定式

オ2次和留沢一鹿野山実験におけるウェービング観測結果から求めた通路差の分布密度を図4.1に示す。

この分布は、通路差を10 cm毎のクラスに分け、その中間値の分布密度を、振幅比の等価一様分布時間率を考慮して決めたものであつて、式(4.1)の $p(l)$ に相当し、また、ウェービングの発生した48時間の観測時間の密度から、20日間の全試験期間に換算した長期間の分布密度として表わしてある。

図4.1の傾向から、 $p(l)$ は $l$ の逆 $\alpha$ 乗( $l^{-\alpha}$ )の関数で近似されることかわかる。より詳細な近似を行なうとすれば、

$l=30$  cmを境界として  $l < 30$  cmでは  $\alpha \approx 2.2$ ,  $l > 30$  cm

では  $\alpha \approx 3$  とみられるが、全領域に対して式(4.7)および既

知のウェービング特性と矛盾することなく、もっともよい近似の得られる $\alpha$ の値を決めることとする。

いま、通路差 $l$ の分布 $p(l)$ を最大通路差 $l_m$ 以下で

$$p(l) = C_0 l^{-\alpha} \quad l \leq l_m \quad (4.10)$$

とみると、式(4.7)より

$$P_R = \frac{2C_0}{4} \sum_{n=0}^{n_m} \left(n + \frac{1}{2}\right)^{-\alpha} \lambda^{1-\alpha} \quad (4.11)$$

を得られ、 $\alpha$ は求められ、比例定数 $C_0$ も定まり、通路差分布は $\alpha$ のみをパラメータとして次式で表わされる。こゝに、 $n_m$ は最大

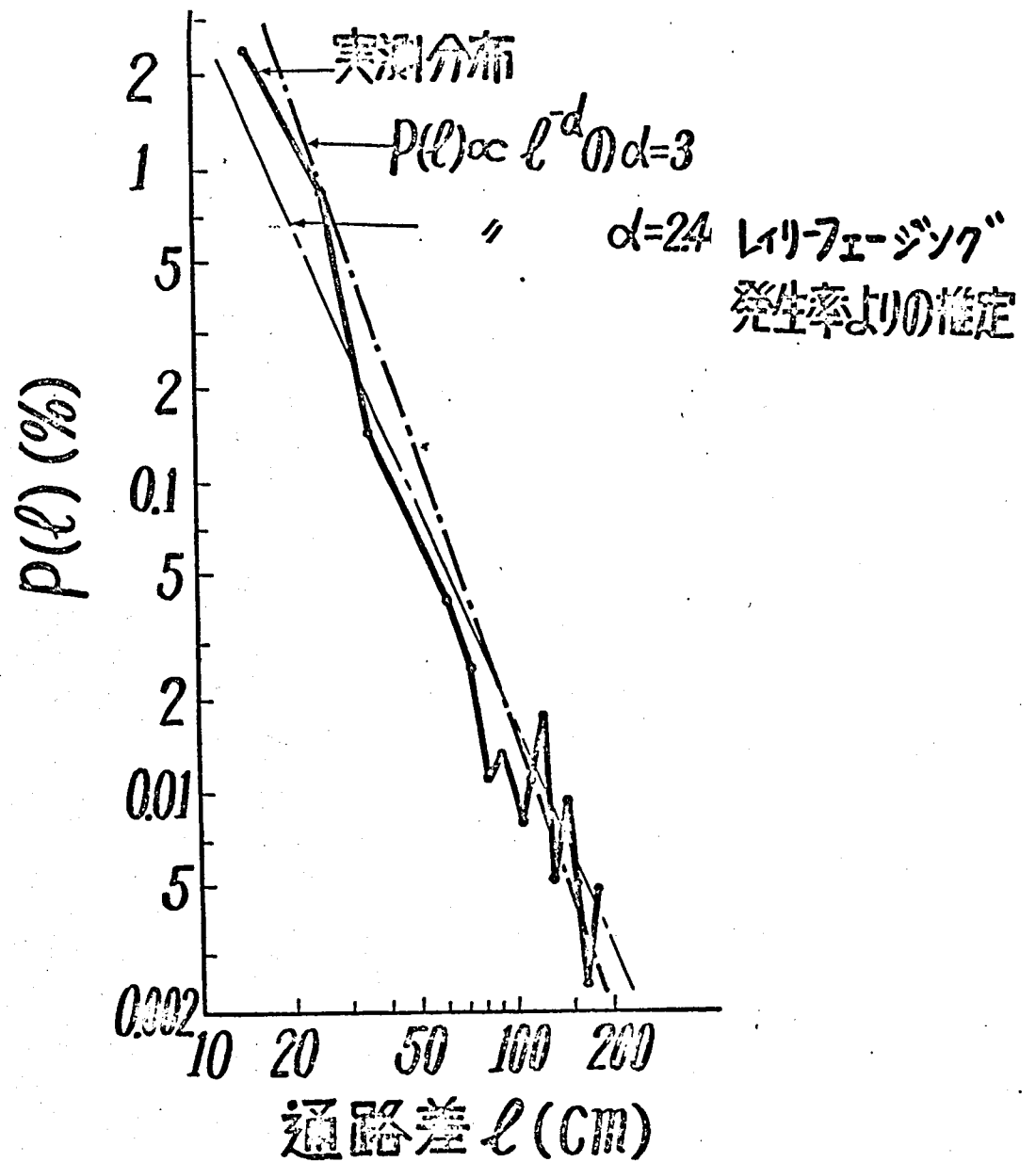


図4.1 和留沢-鹿野山回線に  
おける通路差分布密度

通路差に対する  $n$  の値であり

$$n_m = \frac{l_m}{\lambda} - \frac{1}{2} \gg 1 \quad (4.12)$$

$$p(l) = \frac{4}{\pi} P_R \lambda^{\alpha-1} l^{-\alpha} / \sum_{n=0}^{n_m} (n + \frac{1}{2})^{-\alpha} \quad (4.13)$$

式(4.13)における  $\alpha$  の値を一般の伝播路条件に対して決める

- ため、森田氏により実験的に求められたレイリーフェージング発生確率の推定式<sup>(18)</sup>を導入する。この推定式は次式で表わされる。

$$P_R = Q \left( \frac{f_c}{4} \right)^{\gamma} d^{3.5} \quad (4.14)$$

ただし  $f_c$ : 電波の周波数 (GHz)

$d$ : 伝播距離 (km)

$Q$ : 伝播路条件により決まる定数

山岳伝播路;  $Q = 2.04 \times 10^{-9}$

平野 " ;  $Q = 5.10 \times 10^{-9}$

海岸、海上 " ;  $Q = 370 \times 10^{-9} \sqrt{h}$

$h$ : 送受信点平均高。

$$\gamma = 1.2$$

この  $P_R$  と式(4.13)の  $P_R$  が等しいものと考え、式(4.14)を式(4.13)に代入すると、 $p(l)$  が周波数に依存しないためには、

$$\gamma = \alpha - 1$$

と与えるべきである。式(4.14)の  $P_R$  では  $\gamma = 1.2$  であるから、 $\alpha = 2.2$

とあるが、この値は前述のように図 4.1 の  $l < 30 \text{ cm}$  の領域に対して適合する  $\alpha$  の値に一致している。

また  $l > 30 \text{ cm}$  の領域で実測の  $p(l)$  に適合する  $\alpha \approx 3$  に対しては、 $\gamma \approx 2$  と取り、式 (4.14) の  $P_R$  を周波数特性と喰い違いを生じる。実際には、 $p(l)$  の特性が緩やかな  $\alpha$  の変化をもつものと考えられるが、この変化特性を明らかにするだけのデータは得られていない。それ故、最大通路差以下の実測値分布に対して、平均的に比例定数まで含めて最もよく適合する  $\alpha$  の値をとることとし、 $\alpha = 2.4$  と決定する。

この場合上記の喰違いの影響があるが、式 (4.14) を  $4 \text{ GHz}$  基準に与えられていることと、その周波数特性を、 $4 \text{ GHz}$  での  $P_R$  の値を変えていくで変更する。すなわち、式 (4.14) で  $\gamma = 1.4$  とおき、 $Q$  の値は一定に保つのである。この点を明確にするため、特に式 (4.14) の  $4 \text{ GHz}$  にあける値を  $P_R(4 \text{ GHz})$  で表わすと、この値は  $\gamma$  に無関係となる。

このようにして周波数特性を修正した式 (4.14) を式 (4.13) に代入して、次式の  $p(l)$  が得られる。

$$p(l) = \frac{4}{\gamma} P_R(4 \text{ GHz}) 75^{\alpha-1} l^{-\alpha} / \sum_{n=0}^{\infty} \left(n + \frac{1}{2}\right)^{-\alpha} \quad (4.15)$$

$$\approx 11.3 P_R(4 \text{ GHz}) l^{-2.4} \quad (l: \text{cm}) \quad (4.16)$$

$$= 11.3 Q d^{3.5} l^{-2.4} \quad (4.16')$$

すなわち、遅延時間  $\tau = l/c$  ( $c$ : 光速) の分布密度に対しては、式 (4.16) に  $c^{1-\alpha} = c^{1.4}$  を乗じれば 2 次式を得る。

$$p(\tau) = 0.097 P_R (\text{GHz}) \tau^{-2.4} \quad (\tau: \text{ns}) \quad (4.17)$$

式 (4.16) からわかるように、

$$p(l) \propto P_R \propto d^{3.5}$$

の関係にあり、逆に同一の  $p(l)$  を与える  $l$  の大きさは伝播路条件が変わった場合

$$l \propto P_R^{1/2.4} \propto d^{1.45} Q^{0.42}$$

の比例関係にある。この関係は、理想化された M-プロパルを有するダクトに対する Ray Tracing による解析結果において、通路差  $l$  が距離  $d$  の 1~3 乗に比例する場合が多いことも相容れるものである。

式 (4.16) の  $p(l)$  をまた、図 4.1 に併せ示した。この場合  $Q$  の値は式 (4.14) の海上 380m 距離 79km に対する値を用いた。

図 4.1 の分布は、タガー夏の測定結果であるが、最大通路差以下においては、3 次実験においてもほぼ同一の分布が得られており、<sup>(16)</sup> 独立に導かれたスージング推定式とも矛盾を生じないことから、この多重波通路差分布推定式は一般的に

式 (4.14) の成立つ任意の回線に対して適用できるものと期待される。

#### 4.4. 最大通路差の推定

- 前項において、多重波通路差分布の推定式が導かれたが、この中には最大通路差に对应する整数  $n_m$  が含まれている。更に又、この推定を行なう場合には大きい通路差の影響がフェージングより大きいことから、后述のように最大通路差を知ることを必要とする。

- 最大通路差は、実験結果からその著しい逐年変化があることを知られており、一般的推定を行なうことは極めて困難な問題であろう。このため、Ray Tracing 等の理論検討結果と、2つの実験伝播路での測定結果をもとに推定を行なう方法をとる。

##### 4.4.1 大きい通路差の発生機構<sup>(19)</sup>

最大通路差の諸特性を明らかにするため、折線 M-ポロイル分布をもつダクトの種々の条件に対し、Ray Tracing により計算を行なった結果、図 2.1 (a) に示す条件のとき最大通路差が生じることになり、<sup>(20)</sup> 更に理論計算により与えられたダクト

に対する最大通路差発生のための条件が導かれた。

以下に、先づ通路差が大きくなる条件を定性的に検討してみよう。

電波の光路程  $L$  は、式 (2.1) のスネルの式より

$$\begin{aligned} L &= \int_T^R (1+M)(dx \cos \theta + dh \sin \theta) \\ &\approx \int_T^R \sqrt{2(M+C)} |dh| + Cx \end{aligned} \quad (4.18)$$

で与えられるから、通路差は  $L$  の変分をとって

$$\begin{aligned} \delta L &= \int_T^R (\delta C + \delta \theta^2) dx \\ &= \int_T^R (\delta M + \theta \delta \theta) dx \\ &= \int_T^R \left( h_m \delta \alpha - \int h \frac{d\alpha}{dh} dh \right) dx \end{aligned} \quad (4.19)$$

こゝに  $\delta$  は 2 つの電波通路に対する差、 $sub. m$  は両者

に対する平均である。こゝで  $\alpha$  は修正屈折率傾度であつて、

$d\alpha/dh$  は  $M$  の極大点においてのみ零でない。したがつて、 $h_m$

をこの点で割ることは、式 (4.19) は  $\delta L = \int h_m \delta \alpha dx$

となり、平均通路高からソフト中心から離れ、且、両電波通

路の高さの差が大きくなる程通路差も大きくなることめめる。

図 2.1 の配置における最大通路差の計算例を図 4.2 に示す。図中曲線上のパラメータは送受信高 ( $m$ ) で、同一距離ではこれらの上限であるところの 1 点鎖線が最大通路差を与える。図より最大通路差の距離特性は、或距離までは乗



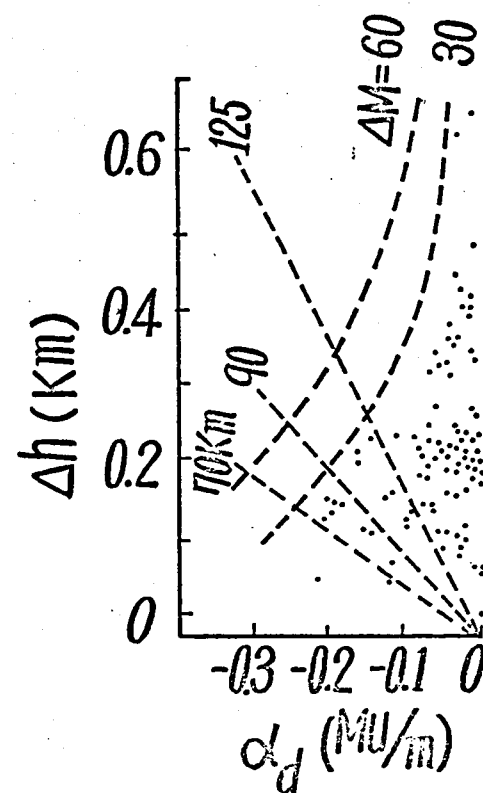
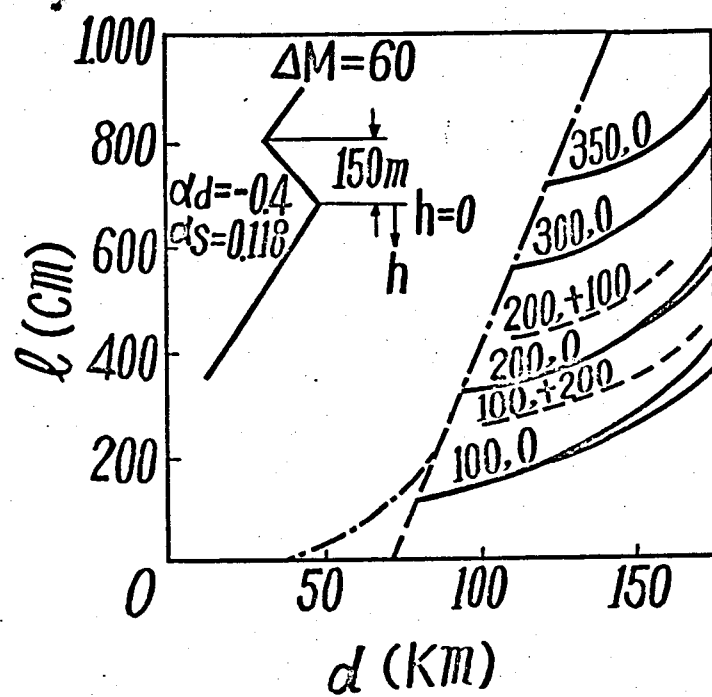


図4.2 最大通路差の計算例

図4.3 ダクトの強さと厚さ

特性を示し、それらは直線的となる。これは、ダクトの厚さ(或いは  $M$ -deficit  $\Delta M$ )により電波通路高の制約を受けるためである。この限界距離は、

$$\frac{\alpha_s - \alpha_d}{\alpha_s - 2\alpha_d} d_m = \frac{2\sqrt{2\Delta M}}{\alpha_d} \quad (4.20)$$

で与えられる。

● 図4.3は、ラジオゾンデによるダクトパラメータの例で、これに式(4.20)の右辺を併せて示している。この図より、極めて僅かの例外を除き、限界距離は80km以上となる筈であるが、ダクト厚さについては尚測器時定数の影響等も考えられ、迷断は困難であろう。

● 図4.4は、オ二次和留沢-鹿野山実験で、最大の通路差を生じた直後のラジオゾンデによる  $M$ -プロファイルの測定結果であり、電波通路のやっ上オにダクトがあるが、 $\alpha_d$  が大きくなるので最大通路差は数+cmとなる。

#### 4.4.2. 最大通路差の算出

前節の考察では、最大通路差は距離の1~3乗に比例するべきである。これに対し、実験結果よりみると、海上回線において最大2mまでの通路差を観測されている一方、陸上回線においては20cm以下であり、この間約10倍の差がある。

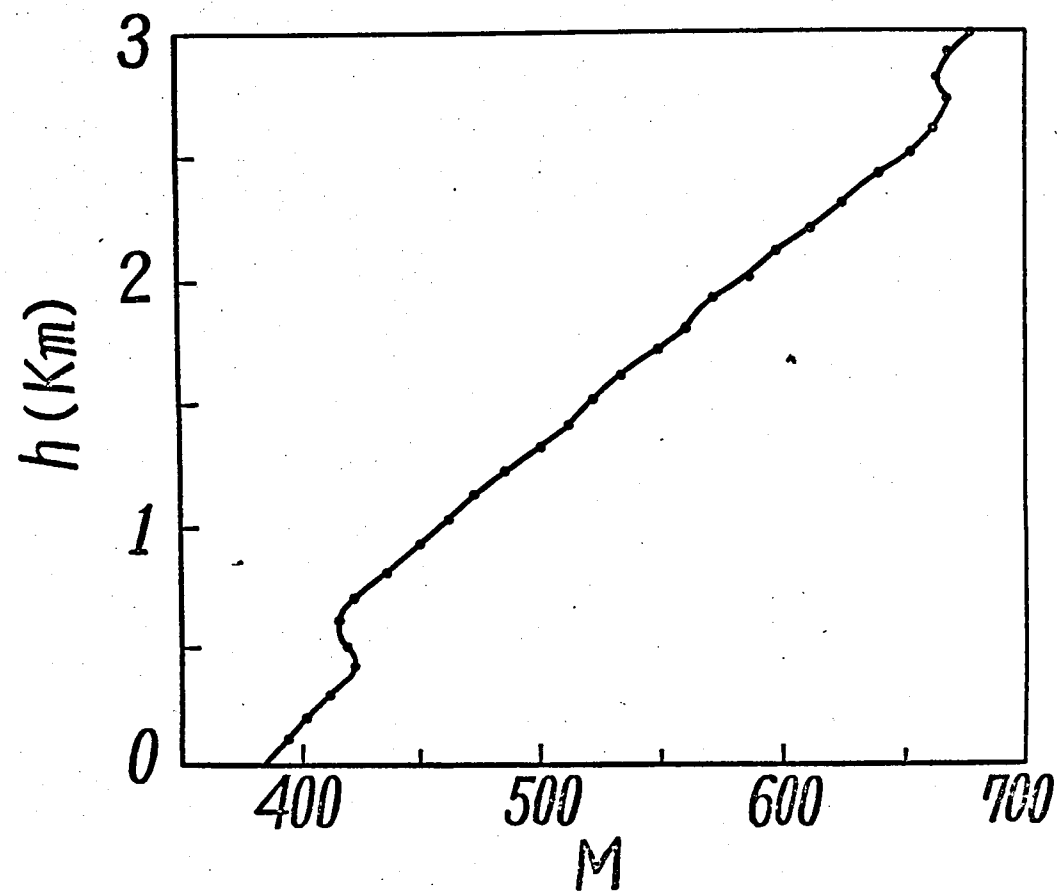


図4.4 ラジオゾンデによるダクトの測定例

海上回線のものゝ 3/4 間の最大径であるのに対し、后者の値は一夏の観測値であることを考え合わせると、両回線における  $l_m$  の比は 5 倍程度とみるの必要である。一方、レイリーフェージング発生率  $P_R$  の両回線の比は約 15 となる。  $l_m$  は  $P_R$  の約 1/5 乗に比例することゝ推知される。したがって、  $l_m$  の距離特性は  $d^{3.5/2}$  程度に比例することになる。これは前節の伝播特性から推測される距離特性  $d' \sim d^3$  のほぼ中間の値となっており、妥当な推測と云えよう。

この傾向は、  $l_m$  も  $\tau_m$  と同様にレイリーフェージング発生率  $P_R$  の関数として表わされることを示唆している。すなわち、今  $l_m$  を

$$l_m \propto d^\beta$$

と置き、和留沢-鹿野山回線で実測された  $l_m \approx 200$  cm を

● 用いてつきのように表わす。

$$l_m = 200 \left( \frac{Q}{Q_0} \right)^{\frac{\beta}{3.5}} \left( \frac{d}{d_0} \right)^\beta \quad (\text{cm}) \quad (4.21)$$

ただし  $Q_0, d_0$  は和留沢-鹿野山回線の  $Q, d$  の値であつて、

$Q_0 = 1.9 \times 10^{-8}$ ,  $d_0 = 7.9$  km であり、これより  $\beta = 1.5$  として

$$l_m = 590 P_R^{0.43} \quad (\text{cm}) \quad (4.22)$$

$$\tau_m = 19.5 P_R^{0.43} \quad (\text{ms}) \quad (4.23)$$

が得られる。

これらの  $l_m, \tau_m$  は、実用回線である陸上送と、実用みれば程遠い電

い特性をもった海上路の特性より導いた推定式であるが、1) 海上路の3年間の最大通路差を基準にとっていること、2) 陸上路での最大値の正確な測定結果が得られていないこと、この2点より、少く安全側の推定値を与えるものと思われる。更に、伝播機構より予測される距離特性と少く異なる傾向をもつ点については、ダクト傾度のより精密な測定に俟たねばならないであろう。

#### 4.5 摘要

本節においては、前節の多重波特性による2波干渉モデルを用い、多重波通路差分布を求め、また、最大通路差の検討を行ない以下の事が明らかとなった。

- (1) 15 cm 以上 最大通路差 4 m に対して通路差分布密度は通路差の 2.2 ~ 2.5 乗に逆比例し、またレイリースービング発生率にたいして伝播距離の 3.5 乗に比例する。
- (2) 同一発生頻度に対する通路差は、距離の約 1.5 乗に比例する。
- (3) 最大通路差は、ダクトの伝播路上方にあり、上からの反射波が到来する場合発生し、最大 2 m を超える実測値はこの伝播機構により発生の可能性がある。
- (4) 最大通路差を2つの実験伝播路の測定値より推定したおラジオゾンデによるダクト特性の測定結果より予測され

る距離特性と少しく傾向を異なる。

以上の検査の結果、任意回線におけるダクト性多重波の  
通路差の一般的推定が可能となり、方式上の発生条件  
と組合せることにより、歪を推定するための伝播パラメータに  
ついての準備を整った。

## 第5章 多重波による伝播歪の評価

### 5.1 過大歪と伝播歪パラメータ (21)

#### 5.1.1. FMおよびPCM方式における過大歪の評価

多重波による伝播歪の評価は、無歪の2波の干渉あるいはレイリーフェージングモデルに対し、級数展開法、相関関数法等 (FM式) あるいは直交スペクトラム法 (PCM式) により訂正されているが、これらの間の関連は殆んど考えられておらず、その精度適用範囲とモデルの妥当性については明確にされていない。

本研究は、FM式およびPCM式の両者に対して、共通の伝播資料にもとづいて推定法を導くことをその目的の一つとしているため、共通の伝播モデルによる両方式の歪の評価が必要である。

また実際の伝播条件では多重波は必ずしも2波と限られず、このため例えば3波の重畳による影響についても明らかにしておくことを望ましい。

以上の2点を考慮し、本章においては所与の干渉条件における伝播歪の評価方法を導出する。

このため、一般的な多重波干渉条件より出発し、FM方式に対しては相関関数法により、PCM方式に対してはインテリカル応答を用いることにより解析を進めることとする。

### 5.1.2 多重FM信号の伝播系

複素振幅  $\dot{a}_n$ , 遅延時間  $\tau_n$  ( $n=1, 2, \dots$ ) なる多重波が干渉している伝播路の伝達関数は次式で与えられる。

$$\dot{E}(\omega) = C(\omega) + jS(\omega) = \sum_n \dot{a}_n e^{j\omega\tau_n} \quad (5.1)$$

この伝送路を FM 信号

$$e_o(t) = E_o \exp j\{\omega_c t + \theta(t)\}, \quad \Omega(t) = \frac{d\theta}{dt} \quad (5.2)$$

を伝送したときの系を求める。

多重波遅延時間  $\tau_n$  は、変調信号帯域および周波数偏移に対して充分小さいものとする。先づ Bello<sup>(6)</sup> にならって  $\dot{E}$  の級数展開により出力信号を計算する。

$(\omega - \omega_c)\tau_n \ll 1$  の範囲内で、 $\dot{E}(\omega)$  をテイラ展開し、

中2項まで考慮する。このため、平均伝播時間は  $E(\omega_c)$  でおく。

この各項は Offset Differentiator として動作し、それらの合成出力が伝送路のレスポンスとなる。出力瞬時値  $e$  は

$$\begin{aligned} e(t) &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \dot{E}(\omega) e^{j\omega t} d\omega \int_{-\infty}^{\infty} e_o(\tau) e^{-j\omega\tau} d\tau \\ &= \frac{1}{2\pi} e^{j\omega_c t} \int_{-\infty}^{\infty} \sum_{\nu} \dot{E}^{(\nu)}(\omega_c) \frac{(\omega - \omega_c)^{\nu}}{\nu!} e^{j(\omega - \omega_c)t} d\omega \\ &\quad \int_{-\infty}^{\infty} e_o(\tau) e^{-j\omega_c\tau} e^{-j(\omega - \omega_c)\tau} d\tau \end{aligned}$$

故に

$$e(t) = e^{j\omega_c t} \sum_{\nu} \dot{E}^{(\nu)}(\omega_c) \left( \frac{d}{jd\tau} \right)^{\nu} \{e_o(t) e^{-j\omega_c t}\} \quad (5.4)$$



$$\Rightarrow 2, \quad \dot{E}'(\omega_c)/\dot{E}''(\omega_c) = \alpha + j\beta, \quad 2\dot{E}(\omega_c)/\dot{E}''(\omega_c) = \gamma + j\delta \quad (5.5)$$

とあくと、式(5.4)は

$$e(t) = \frac{1}{2} \dot{E}''(\omega_c) \left\{ \Omega^2 - j \frac{d\Omega}{dt} + 2(\alpha + j\beta)\Omega + \gamma + j\delta \right\} e_0 \quad (5.6)$$

送受信信号間の位相差は定常分を除いて

$$\chi = \arg e - \arg \{ \dot{E}''(\omega_c) e_0 \}$$

$$= \tan^{-1} \frac{-\Omega + 2\beta\Omega + \delta}{\Omega^2 + 2\alpha\Omega + \gamma}, \quad \Omega = \frac{d\Omega}{dt} \quad (5.7)$$

$\Rightarrow 2$ ,  $\Omega(t)$  は定常かう過程をとるものとし、 $\chi$  の自己相関

関数  $R_\chi(T)$  を計算し、これを  $T$  で微分して定常分を求める。

式(5.7)で、 $\Omega$  の項は零に対する寄与が小さいので省略

すると、 $\chi$  は近似的に  $\Omega$  の関数とみなさる lag time  $T$  に

対する  $\Omega$  の値を、 $\Omega_1 = \Omega(t)$ ,  $\Omega_2 = \Omega(t+T)$  とすると

$$\begin{aligned} R_\chi(T) &= \langle \chi(\Omega_1) \chi(\Omega_2) \rangle \\ &= \left. \int \int_{-\infty}^{\infty} \psi_T(k, l) f(k) f(l) dk dl \right\} \quad (5.8) \end{aligned}$$

$\Rightarrow 1$

$$\psi_T(k, l) = \langle e^{-j(k\Omega_1 + l\Omega_2)} \rangle$$

また、簡単な留数計算によつて

$$\begin{aligned} f(k) &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} e^{jk\Omega} \chi(\Omega) d\Omega \\ &= \frac{j}{2k} \sum_{i=1}^2 e^{-1 \mp \xi_i + jk\eta_i} \operatorname{sign} \xi_i \end{aligned} \quad (5.9)$$

と得られる。 $\Rightarrow 1$ ,  $\eta_i = \xi_i + j\eta_i$  は  $\dot{E}(\omega_c - j\eta_i) = 0$  の2根

$$\eta_i = \xi_i + j\eta_i = -j(\alpha + j\beta) \pm j\sqrt{(\alpha + j\beta)^2 - (\gamma + j\delta)} = \frac{-\dot{E}' \pm \sqrt{\dot{E}'^2 - 2\dot{E}\dot{E}''}}{-j\dot{E}''} \quad (5.10)$$

$\chi$  の各成分の自己相関は、定常成分と信号成分を  $R_\chi$  として差し引いて

$$R_{D\chi}(T) = R_\chi(T) - R_\chi(\infty) - \{dR_\chi(T)/d\langle\Omega_1, \Omega_2\rangle\} \langle\Omega_1, \Omega_2\rangle$$

$$= \frac{1}{4} \sum_{i,j=1}^2 \sum_{k,l} \text{sgn}(\xi_i, \xi_j) \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} [\psi_T(k, l) - \psi(k) \psi(l)] \quad (5.11)$$

$$+ \frac{1}{2} \psi_{Tkl}(0, 0) \psi(k) \psi(l) \exp\{-|\xi_i k| - |\xi_j l| + j(\xi_i k + \xi_j l)\} \frac{dk dl}{kl}$$

ここで  $\Omega_1, \Omega_2$  は 2次元正規分布、

$$\psi_T(k, l) = \exp\left[-\frac{\sigma^2}{2} \{k^2 + l^2 + 2\rho_S(T)kl\}\right] \quad (5.12)$$

で、 $\sigma$  は r.m.s. 角周波数偏移、 $\rho_S(T)$  は変調信号の正規化

自己相関の数である。式 (5.11) を  $\rho_S(T)$  についてベキ級数に展

$$\text{開すると、} \quad R_{D\chi}(T) = \sum_{n=2}^{\infty} \left\{ \sum_{i,j=1}^2 C_n\left(\frac{\xi_i}{\sigma}, \frac{\xi_j}{\sigma}\right) \text{sgn}(\xi_i, \xi_j) \right\}^2 \{\rho_S(T)\}^n \quad (5.13)$$

$$C_n(\lambda, \mu) = \frac{1}{2\sqrt{n!}} \int_{-\infty}^{\infty} (j^* k)^{n-1} e^{-\frac{k^2}{2} - |\lambda k| + j^* \mu k} dk$$

この展開における各項は、信号の高周波スペクトラムのエネルギーに  
対応しており、正のエネルギースペクトラムを有する絶対収斂を  
保証されている。また、この展開係数は右述のように、2波干渉に  
対するより厳密な式の近似式としても導かれる。<sup>(22)(23)</sup> 2次元に対する係  
数のイソプロットの一例を図 5.1 に示す。

大きい値に対しては図 5.1 から、 $\xi_i, \xi_j$  の小さい値に対応す  
る。このためには  $\dot{E}(\omega_c)$ ,  $\dot{E}'(\omega_c)$  も共に小さくなるが、 $\dot{E}\dot{E}'' \ll \dot{E}'^2$   
になるもののいずれかであるが、確率的には後者の方がはるかに大

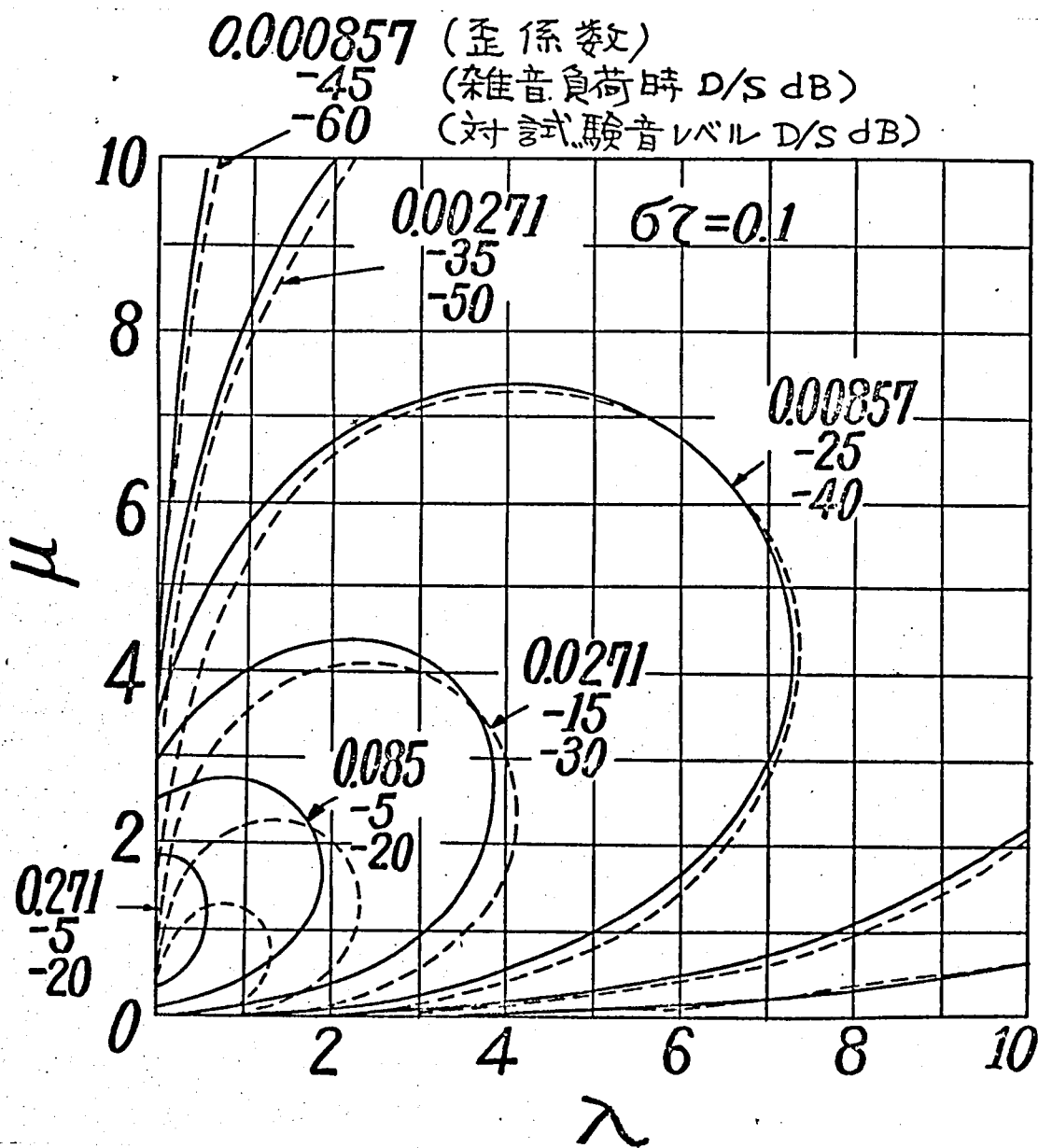


図 5.1 2次歪係数のイソプレット

きい。この場合は、式(5.10)は

$$k = \beta + j\alpha \approx -j \frac{\dot{E}(\omega_c)}{\dot{E}'(\omega_c)} = -j \frac{d\omega_c}{d \ln \dot{E}(\omega_c)} \quad (5.14)$$

$k$ の他の根は式(5.14)の $k$ に比し大きく故無視できる。

この $k$ を用いて式(5.13)は

$$R_{PX}(T) = \sum_{n=2}^{\infty} C_n^2 \left( \frac{\beta}{\sigma}, \frac{\alpha}{\sigma} \right) \{P_S(T)\}^n \quad (5.15)$$

となり、2波干渉の場合と形式的に全く一致する。すなわち、多重波遅延時間差が小さい場合には伝播機構に無関係に、2IDもしくは1IDの複素歪パラメータの関数として伝播歪を決定される。なお式(5.14)(5.15)は、式(5.6)の展開を1次近似まで打ち切った場合に相当する。

式(5.15)の1~4次歪エネルギーを、等価2次歪に換算したときの2次歪係数のインプレットを1~3次と比較して示した。

式(5.13)の歪係数 $C_n$ は、それあまり大きくない範囲では漸近々似が可能である。 $\Lambda = \lambda + j\mu = k/\sigma = \Lambda \angle \phi$  とおいて

$$C_n \sim \frac{(-1)^{[n/2]}}{\sqrt{n!}} \frac{(n-1)!}{\Lambda^n} \begin{Bmatrix} -\sin \\ \cos \end{Bmatrix} n\phi \quad (5.16)$$

ここに $n$ が偶(奇)数のとき $-\sin(\cos)$ をとるものとする。

この式は、Bello, Medhurst 等を用いている、位相特性の級数展開法による近似と一致する。図5.1に $n=2$ の場合の漸近々似を真線により併せ示した。

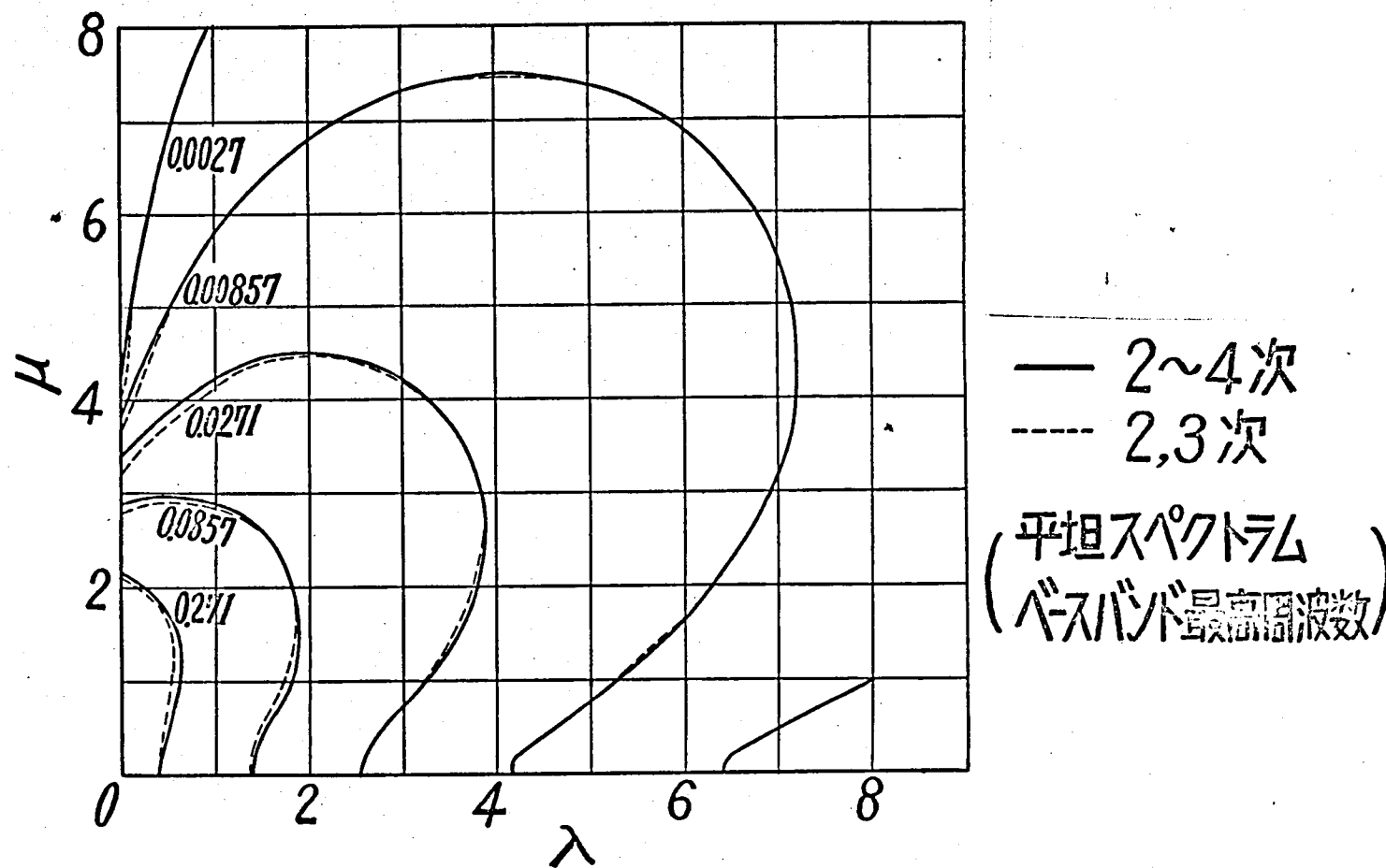


図 5.2 等価2次歪係数

### 5.1.3 PCM信号の伝播歪 (24)

PCM方式における歪は、オ2章で説明したように、符号変換歪で発生した高レベルのパルス (実際には送信フィルタの効果のためこのようなパルスは存在しない) が、フィルタレスポンスにより平滑化され、識別時点まで引伸ばされることによる。したがって、伝播歪による符号間干渉量は、符号変換歪での高レベルパルスの時間積分レベル—パルス面積—と、符号変換歪と識別歪の間に於けるフィルタ系のデルタパルス応答の積で与えられる。

式(5.1)の多重波干渉の場合、符号変換歪における信号変化分 $E_0$ に相当するステップ信号を加えられたものとする。この変化分は、 $U(t)$ を単位跳躍関数として、

$$E_0 = E_0 U(t-t_0) e^{j\omega_c t} \quad (5.17)$$

で表わされ、これに対する出力は

$$e_1 = \sum_n \dot{a}_n E_0 U(t-t_0-t_n) e^{j\omega_c (t-t_n)} \quad (5.18)$$

多重波遅延時間の最大値と最小値をそれぞれ  $t_M, t_m$  とすると、 $t_M \geq t_n \geq t_m$  となり、過渡現象が起るのは

$t_0 + t_m \leq t \leq t_0 + t_M$  の間に限られる。伝播歪の原因となるのは、この間における  $e_1$  の値である。

$t_M - t_m$  が、フィルタの帯域幅に比し充分小さいと仮定すると、フィルタのインテグラル応答

を  $\dot{A}(t)$ , また符号識別時刻を  $t_1$  とすれば, 識別時刻の符号間干渉  $\dot{e}_2$  は

$$\begin{aligned}\dot{e}_2 &= \sum_n \dot{a}_n \dot{A}(t_1 - t_0 - \tau_n) \dot{E}_0 e^{j\omega_c(t - \tau_n)} \\ &\approx \sum_n \dot{a}_n [\dot{A}(t_1 - t_0 - \tau_0) - \dot{A}'(t_1 - t_0 - \tau_0)(\tau_n - \tau_0)] e^{j\omega_c(t - \tau_n)} \dot{E}_0 \quad (5.19)\end{aligned}$$

こゝに,  $\tau_0$  は多重波の平均遅延時間であり, また  $\dot{A}'$  はフィルタのデルタパルス応答に他ならない。上式が1項はフィルタのみの波形歪に対するもので, 2項は伝播歪に対するものである。式(5.19)はまた, 次のように書くこともできる。

$$\dot{e}_2 \approx \left\{ \dot{A}(t_1 - t_0 - \tau_0) - j \frac{\dot{E}'(\omega_c)}{\dot{E}(\omega_c)} \dot{A}'(t_1 - t_0 - \tau_0) \right\} \dot{E}(\omega_c) \dot{E}_0 e^{j\omega_c t} \quad (5.20)$$

$$\text{こゝに, } \dot{E}'(\omega_c) = -j \sum_n \dot{a}_n e^{-j\omega_c \tau_n} (\tau_n - \tau_0) = e^{-j\omega_c \tau_0} \frac{d}{d\omega_c} \left\{ \dot{E}(\omega_c) e^{j\omega_c \tau_0} \right\}$$

$$-j \frac{\dot{E}'(\omega_c)}{\dot{E}(\omega_c)} = -j \frac{d}{d\omega_c} \left\{ \ln \dot{E}(\omega_c) \right\} + \tau_0 = -\frac{1}{k} + \tau_0$$

で,  $k$  は FM 方式で導出した歪パラメータである。すなわち, PCM 方式においても FM 方式と同じ歪パラメータにより歪を表現できる。  $\tau_0$  を予じめ除いて考えると式(5.20)は  $k$  を用いて

$$\dot{e}_2 \approx \left\{ 1 - \left( 1 - \dot{A} + \frac{\dot{A}'}{k} \right) \right\} \dot{E}(\omega_c) \dot{E}_0 e^{j\omega_c t} \quad (5.21)$$

この符号間干渉は, FM の場合の歪同様,  $k$  が小さくなると増加する。実際には, この波形歪を識別クロックの位相を変化させ (従属同期方式の場合), 識別時刻をずれるので歪の影響は多少軽減される。

次に, PCM方式における系の例として多相位相変調の場合について、詳細に調べて見る。簡単のため、符号間干渉はフィルタ系を含まれて隣接タイムスロット間のみであるものと仮定し、遅延検波の場合を考慮して、 $A, B, C, D$  の順に送出される4符号異なるパターンを考える。先行および後続パルスとの符号間干渉  $a_+, a_-$  は式 (5.21) の ( ) 内で与えられる。ただし  $\dot{A}, \dot{A}'$  については、argument として  $a_{\pm}$  に対して  $\pm T/2$  を代入した値  $\dot{A}_{\pm}$  および  $\dot{A}'_{\pm}$  を用いる。(複号同順,  $T$  はタイムスロット幅)

符号  $C$  に対する干渉量は  $a_+(B-C) + a_-(D-C)$ , また  $B$  に対しては  $a_+(A-B) + a_-(C-B)$  となるから、 $B$  を基準パルスとして  $C$  を遅延検波する場合の誤り条件は、 $n$  相変調に対して

$$\left| \arg \left[ \frac{C + a_+(B-C) + a_-(D-C)}{B + a_+(A-B) + a_-(C-B)} \right] - \arg \left( \frac{C}{B} \right) \right| > \frac{2\pi}{2n}$$

$$\therefore \left| \arg \left[ \frac{1 + \left(\frac{B}{C} - 1\right)(1 - \dot{A}_+) + \left(\frac{D}{C} - 1\right)(1 - \dot{A}_-) + \left\{ \left(\frac{B}{C} - 1\right)\dot{A}'_+ + \left(\frac{D}{C} - 1\right)\dot{A}'_- \right\} / k}{1 + \left(\frac{A}{B} - 1\right)(1 - \dot{A}_+) + \left(\frac{C}{B} - 1\right)(1 - \dot{A}_-) + \left\{ \left(\frac{A}{B} - 1\right)\dot{A}'_+ + \left(\frac{C}{B} - 1\right)\dot{A}'_- \right\} / k} \right] \right|$$

$$= |\arg \dot{R}| > \pi/n$$

となる。

同期検波に対しては、 $\dot{R}$  としその分子または分母をとれば、同じ不等式の符号  $C$  または  $B$  の誤り条件となる。

いずれの場合にも、 $\dot{R}$  は  $k$  の1次分數式となっている。一方、



$\arg R$  の不等式は,  $R$  の存在領域として原点を中心とする  
 偏角  $\pm \pi/n$  のセクタを与える。それ故,  $\Gamma$  面上における誤り  
 領域はこのセクタの 1 次変換による等角写像であるところの, 互  
 いに  $2\pi/n$  の角度で交る 2 本の円弧または直線で囲ま  
 れた部分となる。

符号パターン  $A, B, C, D$  の各符号は  $\sqrt{2\pi m/n}$  ( $m=1, 2, \dots, n$ )  
 なる  $n$  個の値のいずれかをとるが, それらの組合せによつて  
 できるパターンの各々に対して誤り領域が存在する。(ある種のパターン  
 に対しては誤りを生じない。  $R(k)$  の式で分母=分子のとき。)

ランダムパターンを送る回線においては, 通常いずれか一種類のパターンが  
 誤まることにより極めて大きい誤り率を生じ回線断となる。これに対す  
 るに面上の領域は各パターンの誤り領域を加え合せた領域と  
 して求められる。

一例として 2 相位相変調遅延検波の場合について誤り領域  
 を求めてみる。この場合,  $A, B, C, D$  はそれぞれ  $\pm 1$  となり, パター  
 ンは 16 種類存在する。これらの中上述の誤りを生じない条件, すなわ  
 ち  $B/C = A/B$  で  $D/C = C/B$  となるものは オルマーズ, オル  
 スペースおよび マーク・スペースを交互に表すもの, の計 4 ( $=n^2$ ) 種類である。

$A, B, C, D$  が互いに定比を有する 2 ( $=n$ ) 種類のパターンは互いに同じ  
 $R(k)$  と誤り領域を有するので, 例えは  $A=1$  のもののみ考えればよい。

また、 $AD=BC$  を満足するパターンのうち、互いに異なるもの  $4 (=n^2-n)$  種類については  $\dot{R}$  は、この種類の中の他のパターンの  $\dot{R}$  あるいは  $1/\dot{R}$  と等しくなるので同一の誤り領域となる。

更にフィルタ特性を対称にするため  $\dot{A}_- = \dot{A}_+$ ,  $\dot{A}'_- = -\dot{A}'_+$  であれば、互いに対称なパターンにするため  $A, B, C, D$  と  $D, C, B, A$  に対する  $\dot{R}$  は互いに他方の  $1/\dot{R}(-k)$  に等しくなり、誤り領域は原点に関して対称となる。

以上のことから、以下に誤り領域を決定するパターンとしては

a) 0000, 0101 (誤りなし), b) 0011, 0110

c) 0001, 0111 d) 0010, 0100

の中で b) ~ d) の3種類をとればよい。

簡単のため  $1 - \dot{A}_\pm = a$ ,  $\dot{A}'_- = -\dot{A}'_+ = b$  とおくとそれぞれの

パターン群に対する  $\dot{R}(k)$  は

$$\dot{R}_b = \frac{1 - 2a + 2b/k}{1 - 2a - 2b/k}, \quad \dot{R}_c = 1 - 2a - \frac{2b}{k}$$

$$\dot{R}_d = \frac{1 - 4a - 4b/k}{1 - 2a - 2b/k}$$

又、誤り条件は  $|\arg \dot{R}| > \pi/2$ , すなわち  $\text{Re } \dot{R} < 0$  故

$a, b$  を実数と仮定すれば

b)  $|k| = 2b/(1-2a)$  なる原点中心の円

c) 原点を通り実軸上に中心を有する直径  $2b/(1-2a)$  の円

d) 実軸上,  $2b/(1-2a)$  および  $4b/(1-4a)$  の点を直径とする円  
 は 面上の誤り領域となる。このように, 2相 PSK で フェルタによる  
 位相回転がないときは, R 系に実係数分数式となり, 誤り領域  
 は実軸に対して対称となる。しかし, フェルタによる位相回転がある場合,  
 4相以上の変調の場合等では, 誤り領域の円は非対称性をもつてくる。

上記 b)~d) のパターンに対する誤り領域の大きさは, 何れの場合もその半  
 径は  $2b/(1-2a)$  の倍数として表わされ, それぞれの場合の倍数は,

$$b) \quad 1, \quad c) \quad 1/2, \quad d) \quad (1/2)/(1-4a)$$

となる。また,  $a < 1/8$  なる限り, 誤り領域の大きさは b), d), c) の順  
 となる。特に c) の円は b) の円に含まれる故, 瞬断発生領域のみ  
 を考える場合には c) の円は全く寄与をもたない。これに対して  
 d) の円は全く b) の円の外にあるから, 瞬断率の増加に寄与する。

## 5.2 2波の干渉による多重FM信号の歪 (23)

前節では一般的な多重波の干渉の場合の歪の評価について述  
 べたが, 本節においては見通し内回線と比較的頻度の高い2波干渉  
 の場合に限る。より厳密な式を導き, 級数展開式との関連を明確にする。

### 5.2.1 歪の瞬時値

式(5.1)の多重波干渉において  $n=2$ ,  $\alpha_2 = \gamma \alpha_1$ ,  $\gamma = \gamma/\alpha_c$

とあくゝ出力は,

$$\begin{aligned} e(t) &= \dot{a}_1 \{ e_0(t-\tau_1) + r e_0(t-\tau_2) \} \\ &= \dot{a}_1 e_0(t-\tau_1) \cdot \{ 1 + r e^{-j\varepsilon(t-\tau_1)} \} \end{aligned} \quad (5.23)$$

$$\begin{aligned} \text{ただし } \varepsilon(t) &= \theta(t) - \theta(t+\tau_1-\tau_2) \\ &= \int_{t-\tau}^t \Omega(t') dt' \quad \tau = \tau_2 - \tau_1 \\ &= \tau \Omega_\tau(t) \end{aligned} \quad (5.24)$$

目撃時角周波数の差は

$$\begin{aligned} \omega_e(t) &= \frac{d}{dt} \tan^{-1} \frac{r \sin(\alpha_c + \varepsilon)}{1 + r \cos(\alpha_c + \varepsilon)} \\ &= \frac{1-r^2}{2} \frac{\dot{\varepsilon}}{1+r^2+2r\cos(\alpha_c+\varepsilon)} + \frac{\dot{\varepsilon}}{2} \end{aligned} \quad (5.25)$$

$$\text{ここに } \dot{\varepsilon} = d\varepsilon/dt = \Omega(t-\tau) - \Omega(t) \quad (5.26)$$

式(5.25)の中1項は非直線系を生じる。

### 5.2.2. 等価負荷スペクトラム.

式(5.24)にあいて、 $\tau$ を充分小さければ  $\Omega_\tau \approx \Omega$  となるから、

式(5.25)は形式的には準静的取扱いは可能であるが、 $\tau$ が大きいつきは、式(5.24)の  $\Omega_\tau$  は  $\Omega$  と異なり、そのスペクトラムは

$$W_\tau(f) = \left( \frac{\sin \pi f \tau}{\pi f \tau} \right)^2 W_s(f). \quad (5.27)$$

$\Rightarrow$   $W_s$  は  $\dot{\varepsilon}$  のスペクトラム、 $f$  はゴースポイント周波数である。

$W_c$ を用いることにより準静的取扱いは可能となる。式(5.27)の  $W_c$ は  $W_s$ より小さいから、 $R_c$ の代りに  $R$ を用いると過大評価することとなる。ベースバンド帯域幅  $B$  に対し、 $2\pi B T$   $\gg 1$  より小さな一様スペクトラムの  $W_s$  に対する2次項の誤差は 1dB 以下である。

### 5.2.3. 歪雑音電力の評価

簡単のため、先づ式(5.25)の  $W_c$  の時間積分の自己相関を求めよう。

$$\chi = \int W_c dt = - \sum_{n=1}^{\infty} \frac{(-r)^n}{n} \sin n(\alpha_c + \varepsilon) \quad (5.28)$$

Lag T に対する2つの  $\varepsilon$  の値を  $\varepsilon_1, \varepsilon_2$  とすると、 $\chi$  の自己相関は

$$R_\chi(T) = \sum_{\substack{m, n=-\infty \\ \neq 0}}^{\infty} \frac{-1}{4mn} (-r)^{|m|+|n|} e^{-j\alpha_c(m+n)} \psi_T(m\sigma T, n\sigma T) \quad (5.29)$$

ここに、 $\psi_T$  は  $\sigma = \sqrt{\langle \varepsilon^2 \rangle}$  なる実効角周波数偏移で

正規化した  $\varepsilon_1, \varepsilon_2$  の同時分布の特性関数である。これを正規

分布するものとして、式(5.29)を用波数偏移の正規化自己相関

関数  $R_c(T)$  で展開し、歪成分をとり、更に  $T$  で微分すると、 $W_c$  の

歪成分スペクトラムは  $\lambda = -\ln r / \sigma T$ ,  $\mu = (\alpha_c - \pi) / \sigma T$  として

$$R_D(T) = - \sum_{n=2}^{\infty} C_n^2 \frac{d^2}{dT^2} \{ R_c(T) \}^n \quad (5.30)$$

$$C_n = \frac{\sigma T}{2\sqrt{n!}} \sum_{\substack{m=-\infty \\ m \neq 0}}^{\infty} (j\sigma T m)^{n-1} \exp \left\{ -\lambda |\sigma T m| - j\mu \sigma T m - \left( \frac{\sigma T m}{2} \right)^2 \right\} \quad (5.31)$$

→  $P_c''$  は、変調信号  $W_{sq}(t)$  に対し、式 (5.27) の等価スペクトラム  $W_c$  のフーリエ変換で表えられる。式 (5.30) は式 (5.15) と全く同形である。

さて、 $\sigma \ll \lambda, \mu$  がい小さいとき、換言すれば  $\alpha$  が大きいときは式 (5.30) の  $C_n$  の級数は積分で近似され、式 (5.13) と一致する。また、 $\Delta$  が大きく、 $\alpha$  が小さいときは、

$$C_n \approx \frac{\sigma \tau}{2\sqrt{n!}} \left( -\sigma \tau \frac{d}{d\alpha_c} \right)^{n-1} \frac{-r(2\cos\alpha_c + r)}{1 + r^2 + 2r\cos\alpha_c} \quad (5.32)$$

なる級数展開式を得るが、これは式 (5.16) の漸近近似と対応している。

#### 5.2.4. 伝播歪値と展開係数の関係

これまでは、主として展開係数の性質について説明してきた。ここでは、展開係数と歪電力の関係を求める。式 (5.30) は式 (5.15) と同じ形であるが、この議論は 2 波干渉に限らず適用できる。これらの歪の自己相関をフーリエ変換して歪スペクトラムは

$$\begin{aligned} W_0(f) &= 4 \int_0^\infty R_0(\tau) \cos 2\pi f \tau d\tau \\ &= 4 \cdot (2\pi f)^2 \sum_{n=1}^\infty C_n^2 \int_0^\infty \{P_c(\tau)\}^n \cos 2\pi f \tau d\tau \\ &= \sum_{n=2}^\infty W_{0n}(f) \end{aligned} \quad (5.33)$$

こゝに

$$W_{Dn}(f) = 8\pi^2 f^2 \int_{-\infty}^{\infty} \{p_z(\tau)\}^m e^{j2\pi f\tau} d\tau \cdot C_n^2 \quad (5.34)$$

で、この  $W_{Dn}$  によりベースバンド周波数  $f$  の信号対雑音電力比は

$$\left(\frac{D_n}{S}\right)_{NL}^2 = \frac{W_n(f)}{W_s(f)} \quad (5.35)$$

こゝに、 $(D_n/S)_{NL}^2$  は、雑音負荷の場合の信号対負荷雑音電力比であつて、音声エネルギーの無評価雑音対試験音電力比に換算するには、零相対レベルに換算した負荷雑音レベル値を補正せねばならない。960 ch 以上の容量に対して、この補正量は  $-15\text{ dB}$  となる。

1例として  $E=2\pi B T$  を行ふとき、こゝから

$$p_z(\tau) = \frac{\sin x}{x}, \quad x = 2\pi B T, \quad W_s(f) = \sigma^2/B \quad (5.36)$$

となる。こゝに  $B$  はベースバンド幅、 $\sigma$  は実効角周波数偏移。

故に、 $k = f/B$  をエネルギー周波数比として

$$\left(\frac{D_n}{S}\right)_{NL} = \frac{2\pi B}{\sigma} |C_n| k \left[ \frac{n}{2^{n-1}} \sum_{m=0}^{\left[\frac{n+k}{2}\right]} \frac{(-1)^m}{m!(n-m)!} (n+k-2m)^{n-1} \right]^{1/2} \quad (5.37)$$

1例として、通話路数 2700 ch、エネルギー偏移 140 kHz

に対する信号対雑音比を図 5.1 に係数値と併せ示した。

図中、中段は雑音負荷時、下段は試験音に対する値を示している。こゝで、 $k$  の値は 1 としている。

また、この方式に対する高次の展開係数の、雑音値  $10^6 \text{ pW}$

(試験管 S/N 30 dB) に對する値を表 4 に示す。

表 4. 正雑音比  $10^6$  pw とする正展開係数値

次数 $n$	2	3	4	5
係数 $C_n$	0.027	0.027	0.028	0.042

以上は、エンファシスを行わない平坦なスペクトラムの場合であるが、エンファシスをおけることにより、改善される。CCIR の勧告にている 8 dB エンファシスの場合、2 次歪に對する最高周波数抑圧 (k=1) において 5.5 dB の改善がえられる。

### 5.3 摘要

伝達関数とテラ展開の近似可能な場合および 2 波干渉の場合に對し、FM および PCM 波の伝播歪の理論検討を行ない、以下の結果を得た。

(1) 多重波遅延時間がいまいとき、FM および PCM の歪を決定する伝播路特性は、両方式に共通なパラメータであることの、伝達関数の対数の周波数による微分である。

(2) FM 方式における伝播歪の、変調信号の相関次数による級数展開式を導き、歪電力を計算した。



(3) PCM方式における搬送波程の符号間干渉と歪パラメータの関係式を導き、2相変調遅延検波方式における符号誤りの発生する歪パラメータの条件を求めた。

(4) 2波干渉によるFMの歪は、遅延時間差が大きい場合には、等価変調スペクトラムを用いることにより準静的に計算し、この補正を行わない場合の2次歪の誤差は、最高周波数成分が2ラジアンに相当する遅延時間差で、誤差1dB以下である。

## 第6章 グラフトによる伝播系の分布および平均伝電力の推定

6.1 伝播系パラメータの分布<sup>(21)</sup>

前章で求めた伝播系パラメータは、伝播系雑音の値を決定する唯一の伝播特性因子であるから、その分布を求めねば、  
 系値が指定された値を超える系パラメータ複素面（図5.1  
 の一定系値のコンタウ）に対する確率積分を計算することにより、系の分布が求まる。ここでは、より一般的な問題としては、起雑音と系の共存の影響<sup>(24)</sup>、電界検出タイプシナ  
 における系分布等の検討に役立つよう、受信電力をともな  
 えて同時分布を求めることを考えておく。

$$\alpha = |\dot{E}(\omega_c)|^2 = C^2 + S^2,$$

$$\frac{d \ln \dot{E}(\omega_c)}{d \omega_c} = \frac{\dot{E}'(\omega_c)}{\dot{E}(\omega_c)} = \frac{C' + jS'}{C + jS} = \frac{1}{jk} = \frac{1}{j(\xi + j\eta)} \quad (6.1)$$

とあき、 $\alpha$ ,  $\xi$ ,  $\eta$  の同時分布を求める。

本章の対象となる大きい系値に対しては、 $|k|$  によって  
 $|\dot{E}|$  が小さくなるので、近似計算を行なうことができる。

式(6.1)に関連する伝播の1次パラメータ  $C, S, C', S'$  の  
 同時分布密度を  $p_c(C, S, C', S')$  であるとする  $\alpha, \xi, \eta$   
 の分布を  $p_x(\alpha, \xi, \eta)$  とする。ここで

$$k = \xi + j\eta = k \angle \varphi, \quad C + jS = \sqrt{\alpha} \angle \varphi \quad (6.2)$$

とあくと式(6.1)より

$$c' + js' = \frac{c + js}{j(\frac{x}{k} + j\gamma)} = \frac{\sqrt{x}}{k} \angle \alpha - \phi - \frac{\pi}{2} \quad (6.3)$$

$$\text{又, } dc ds = \sqrt{x} d\sqrt{x} d\alpha, \quad dc' ds' = \frac{\sqrt{x}}{k} d\frac{\sqrt{x}}{k} d\phi$$

ただし,  $dc' ds'$  については,  $c, s$  を一定としておく。これを用いて

についての積分を行なうと

$$p_x(x, \xi, \gamma) dx d\xi d\gamma = \int_0^{2\pi} p_c(c, s, c', s') d\alpha$$

$$\cdot \frac{\sqrt{x}}{k} d\frac{\sqrt{x}}{k} \sqrt{x} d\sqrt{x}$$

と仮定して,  $d\xi d\gamma = k dk d\phi$  を考慮し

$$p_x(x, k \cos \phi, k \sin \phi) = \frac{x}{2k^4} \int_0^{2\pi} p_c(\sqrt{x} \cos \alpha, \sqrt{x} \sin \alpha,$$

$$\frac{\sqrt{x}}{k} \cos(\alpha - \phi - \frac{\pi}{2}), \frac{\sqrt{x}}{k} \sin(\alpha - \phi - \frac{\pi}{2})) d\alpha$$

(6.4).

実際問題となるのは,  $x$  あるいは  $k$  の小さくなる深いレベル以下の状態であるが,  $k$  の小さいとき,  $x$  が大きい確率は小さいと考えられるから, 実用上は式 (6.4) を次の如く近似できる。

$$\left. \begin{aligned} p_x(x, \xi, \gamma) &= \frac{1}{\xi^2 + \gamma^2} F\left(\frac{x}{\xi^2 + \gamma^2}\right) \\ F(u) &= \frac{1}{2} u \int_0^{2\pi} p_c(0, 0, \sqrt{u} \cos \alpha, \sqrt{u} \sin \alpha) d\alpha \end{aligned} \right\} \quad (6.5)$$

$F(u)$  は,  $c=s=0$ ,  $k=1/\sqrt{u}$  近傍での, 主値の同時分布密度の  $u\sqrt{u}$  倍である。

式 (6.5) より, 受信電力の小さい値における分布密度すなわち

等価レイリーフェージング発生率は  $x$  の平均値を  $\bar{x}$  とし

$$P_R = \frac{1}{\bar{x}} \int p_x(x, \xi, \gamma) d\xi d\gamma = \frac{\pi}{\bar{x}} \int p_c(0, 0, c', s') dc' ds' \quad (6.6)$$

また、 $z, \eta$  の分布は、大きい  $z$  に対して一様になることが下に示すところである。

$$\begin{aligned} p_z(z, \eta) &= \int_0^\infty p_x(x, z, \eta) dx = \int_0^\infty F\left(\frac{x}{z^2 + \eta^2}\right) \frac{dx}{z^2 + \eta^2} \\ &= \int_{-\infty}^\infty \int_0^\infty p_c(0, 0, c', s') (c'^2 + s'^2) dc' ds' \quad (6.7) \end{aligned}$$

### 6.1.1. 2波干渉における $z$ パラメータの分布

2波干渉においては、第3章および第4章で述べたように、各素波の強度、 $r$  が大きく変動するが、本章では簡単のため、2波中の強い方の波の強度は一定値を保つものとして、電界変動は干渉によるもののみを考えることにする。

振幅比  $r$  および位相差  $\theta$  は、それぞれ、1 および  $\pi$  の近傍で一様に分布するものとする。

このとき、位相差および振幅比の分布密度は、通路差分布  $p(l)$  を用いて、 $l \approx (n + \frac{1}{2})\lambda$  に対し、 $p(\frac{2n+1}{2}\lambda) \frac{\lambda}{2\pi}$

となる。  $c + js = 1 + r \approx 1 - r + j(\theta - \pi)$

$$c' + js' = -j\tau r \approx j\tau = j l / c \quad c: \text{光速}$$

であるが、 $c' \equiv 0$  であって、 $s'$  も連続的な値はとりえない。したがって、特定の  $l$  に対して  $x$  の  $k^2$  となりこの両者の同時分布を考えるのは意味がない。

上式より  $c, s$  の結合密度は  $r, \theta$  のそれと等しい。

したがって、 $z$  パラメータの分布密度は

$$\begin{aligned}
 p_{\frac{1}{2}}(\xi, \gamma) &= \int \frac{1}{d\xi d\gamma} p\left(\frac{2n+1}{2}\lambda\right) \cdot \frac{\lambda}{2\pi} dC dS \\
 &= \frac{\lambda}{2\pi} \sum_{n=0}^{\infty} p\left(\frac{2n+1}{2}\lambda\right) \cdot \tau^2 \\
 &= \frac{\lambda^3}{2\pi c^2} \sum_{n=0}^{\infty} p\left(\frac{2n+1}{2}\lambda\right) \left(\frac{2n+1}{2}\right)^2 \quad (6.8)
 \end{aligned}$$

右辺は、一定故、 $\xi, \gamma$  の零点近傍での分布密度は連続で、この分布密度に全値を指定値を越える全パラメータの存在領域の面積を乗ずることにより全の分布を得られる。

式(6.8)の右辺はまた、

$$\begin{aligned}
 l_n &= (n + \frac{1}{2})\lambda, \quad \Delta l = l_{n+1} - l_n = \lambda \\
 \text{とあいて,} \quad p_{\frac{1}{2}} &= \frac{1}{2\pi c^2} \sum_{n=0}^{\infty} p(l_n) l_n^2 \Delta l = \frac{l_e^2}{2\pi c^2} \approx \frac{\langle l^2 \rangle}{2\pi c^2} \quad (6.9)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 \text{あるいは,} \quad \tau_n &= (n + \frac{1}{2})/f_c, \quad \Delta \tau = \tau_{n+1} - \tau_n = 1/f_c \\
 \text{とあき} \quad p_{\frac{1}{2}} &= \frac{1}{2\pi} \sum_{n=0}^{\infty} p(c\tau_n) \tau_n^2 c \Delta \tau = \frac{\tau_e^2}{2\pi} \approx \frac{\langle \tau^2 \rangle}{2\pi} \quad (6.10)
 \end{aligned}$$

とあらわされる。 $l_e, \tau_e$  を実効通路差および実効遅延時間と呼ぶ。

### 6.1.2. レイリー-フェージングにおける全パラメータの分布

レイリー-フェージングに対しては、 $p_c$  は4次元ガウス分布となり、その相関係数は多重波遅延時間対エネルギー分布密度すなわち delay power density function  $\psi(\tau)$  によって定まる。これは

式(5.1)の多重波干渉において、遅延時間 $\tau$ と $\tau+d\tau$ にある波のエネルギーの密度とに

$$\sum_{\tau < \tau_n < \tau + d\tau} |a_n|^2 = w(\tau) d\tau \quad (6.11)$$

により定義される。このフーリエ変換を

$$P(\Omega) + j'U(\Omega) = \int_{-\infty}^{\infty} w(\tau) e^{j\Omega(\tau - \tau_0)} d\tau \quad (6.12)$$

と置くことにより $l, s, l', s'$ の分布の特性関数は

$$\begin{aligned} \langle e^{j(kl + ls + m l' + n s')} \rangle &= \psi(k, l, m, n) \\ &= \exp \left[ -\frac{1}{2} \left\{ \frac{P''(0)}{2} (k^2 + l^2) - \frac{P''(0)}{2} (m^2 + n^2) + U'(0) (kn - lm) \right\} \right] \end{aligned}$$

となり、式(6.5)の $F(u)$ は

$$\begin{aligned} F(u) &= \frac{1}{2} \int_0^{2\pi} d\alpha \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} e^{-j\sqrt{u}(m \cos \alpha + n \sin \alpha)} dm dn \\ &\quad \cdot \iint \psi(k, l, m, n) dk dl / (2\pi)^2 \end{aligned}$$

この積分を計算すると

$$F(u) = \frac{u}{\pi [-P''(0) - \{U'(0)\}^2]} e^{-\frac{u}{P''(0) - \frac{\{U'(0)\}^2}{P''(0)}}} \quad (6.13)$$

を得られる。このレイリー-エージングの実効遅延時間 $\tau_R$ をエネルギーを荷重した平均値からの遅延時間のr.m.s.値と定義すると

$$\begin{aligned} \tau_R^2 &= \int_{-\infty}^{\infty} \left\{ \tau - \frac{\int_{-\infty}^{\infty} \tau w(\tau) d\tau}{\int_{-\infty}^{\infty} w(\tau) d\tau} \right\}^2 w(\tau) d\tau / \int_{-\infty}^{\infty} w(\tau) d\tau \\ &= \left[ -P''(0) - \frac{\{U'(0)\}^2}{P''(0)} \right] / P''(0) \quad (6.14) \end{aligned}$$

これを用いて

$$p_2(x, \xi, \eta) = \frac{\tau_R^2}{\pi} \frac{x}{\{\tau_R^2 f(0)(\xi^2 + \eta^2)\}^2} e^{-\frac{x}{\tau_R^2 f(0)(\xi^2 + \eta^2)}} \quad (6.15)$$

この分布で、例えは  $\xi^2 + \eta^2$  を固定すると、 $x$  は 2 次のガンマ分布となり、その平均電力は  $x$  の平均電力の  $\tau_R^2(\xi^2 + \eta^2)$  倍となる。つまり、伝播歪み大きいときに高い電界を生ずる確率は極めて小さいことがわかる。

伝播歪みの分布のみを考えると、式(6.15)を  $x$  について積分して

$$p_3(\xi, \eta) = \frac{\tau_R^2}{\pi} \quad (6.16)$$

を得る。

この  $p_3$  の式から、大きい歪みの発生確率は 2 波の場合同様実効遅延時間の 2 乗に比例するが、2 波の実効遅延時間は、時間率平均であるのに対し、レイリーフェージングではエネルギー平均をとっている点が異なる。しかし、レイリーフェージングにおいても遅延時間が定常的でないときは、更にエネルギー平均の時間率平均をとればよいことは明らかである。

## 6.2. 伝播歪みの推定方法

回線品質に対する伝播特性の影響は、受信電力と伝播歪みパラメータ  $\tau_R$  で決定される場合、例えは、FM 回線の熱雑音と歪雑音の総合値、あるいは PCM 回線の雑音と

歪による誤り率等を推定する方法について述べる。

回線品質は、通常これらの伝播パラメータと、システムパラメータを含んだ関数としての測度  $U(x, z, \gamma)$  により記述され、方式設計上要求されるのはその平均値あるいは分布である。

平均値については

$$\bar{U} = \int U(x, z, \gamma) p_x(x, z, \gamma) dx dz d\gamma \quad (6.17)$$

なる積分により求められる。

$U$  の分布については、それを特定の値  $U_0$  を超える  $x, z, \gamma$  空間の領域を  $V(U_0)$  として  $V$  における  $p_x(x, z, \gamma)$  の確率積分が  $U$  の累積分布を与える。

$$\text{Prob}(U > U_0) = \int_{V(U_0)} p_x(x, z, \gamma) dx dz d\gamma \quad (6.18)$$

ここで、 $U$  として  $V(U_0)$  は、方式によって定められることの一種のシステムパラメータと考えることができ、伝播路条件には無関係である。一方、 $p_x$  は方式に無関係に定まる伝播路パラメータである。式(6.17), (6.18)はこれらのパラメータをシステムサイドと伝播サイドから独立に求めることにより積分によりこれらを組合せ、伝播路の方式への影響を知ろうとするものである。

特に伝播歪のみを問題とする場合には、 $p_x$  の代りに  $p_z$  を用いるとこれは比に無関係な設計はより簡単となる。



式 (6.17) (6.18) に對して  $U(\xi, \eta)$  に對し、

$$\begin{aligned} \bar{U} &= \int U(\xi, \eta) p_{\xi} d\xi d\eta \\ &= p_{\xi} U_1 \end{aligned} \quad (6.19)$$

$$\begin{aligned} \text{Prob}(U > U_0) &= \int_{V(U_0)} p_{\xi} d\xi d\eta \\ &= p_{\xi} V(U_0). \end{aligned} \quad (6.20)$$

こゝに

$$U_1 = \int U(\xi, \eta) d\xi d\eta, \quad V(U_0) = \int_{V(U_0)} d\xi d\eta \quad (6.21)$$

はまたシステムパラメータで伝播路に無関係な量である。

すなわち、この場合は システム および 伝播パラメータの積により、結果が得られる。

更に又、式 (6.21) の  $V(U_0)$  を正すれば、 $U$  の分布などの平均を求めることが可能である。すなわち、 $U_0$  と  $U_0 + dU_0$  にあける  $U$  の密度を用い、

$$\bar{U} = \int \frac{d}{dU_0} \{ p_{\xi} V(U_0) \} U_0 dU_0. \quad (6.22)$$

### 6.3. 実効通路差 (実効遅延時間) の推定式

6.1節および 6.2節の結果より、伝播系の推定のための伝播路パラメータは、実効通路差 (実効遅延時間) に帰着されることになった。実効通路差は或期間を対象とした通路

差の r.m.s. 値であり、この対象とする期間は、目的により異なる。ここでは、第2章4節で述べた、最悪月の長期間分布を対象とした推定のための実効通路差を求める。

この場合の実効通路差は、式(6.9)および式(4.15), (4.22)の関係を用いることにより推定することゝできる。

すなわち、式(6.9), (6.8)に式(4.15)の関係を適用する。

$$l_e^2 = \frac{4}{\pi} P_{R(4\text{GHz})} 7.5^{\alpha-1} \lambda^{3-\alpha} \sum_{n=0}^{n_m} (n + \frac{1}{2})^{2-\alpha} / \sum_{n=0}^{n_m} (n + \frac{1}{2})^{-\alpha} \quad (6.23)$$

ここで分子の級数を積分で近似し、 $n_m \approx l_m / \lambda \gg 1$ なることを考慮する。

$$l_e^2 = \frac{2}{\pi} \frac{P_{R(4\text{GHz})}}{1/2} \frac{3.75^{\alpha-1}}{3-\alpha} l_m^{3-\alpha} \quad (6.24)$$

$\alpha = 2.4$  を入れ

$$l_e^2 = 19.0 P_{R(4\text{GHz})} l_m^{0.6} \quad (6.25)$$

この右辺に式(4.22)の  $l_m$  を代入し、実効通路差

$$l_e = 29.5 P_{R(4\text{GHz})}^{0.63} \quad (\text{cm}) \quad (6.26)$$

および実効遅延時間

$$\tau_e = 0.98 P_{R(4\text{GHz})}^{0.63} \quad (\text{ns}) \quad (6.27)$$

を得られる。

この  $\tau_e$  の値を図 6.3 の左側に示した。

この  $l_e$  あるいは  $l_c$  は  $l_m$  として 和留沢-鹿野山の3回の測定の最大値を使っている。既述のように、 $l_m$  は顕著な逐年変化を示しているので、この  $l_m$  はその測定時期と実験回数から考えて、数年間に一度、最悪季節に発生する程度の頻度の低いものと考えてよいだろう。しかし式(6.26), (6.27) さらわえるように、最大通路差の変化特性の実効通路差への影響はそれ程大きくなるので、推定値に大きな誤差を生じることはない。

## 6.4. FM 回線における伝播歪分布の推定

### 6.4.1. 歪雑音の分布形状

6.2 節の所論より、伝播歪の推定には、伝播パラメータとしての実効通路差あるいは実効遅延時間と、歪雑音電力を指定値を超える歪パラメータ複素面上の領域の面積を求めることによって、歪の分布は、この両因子の積として算出される。

実効通路差は前節で既に計算式を導いたが、これは伝播路で生じる定数因子である。したがって、伝播歪の分布形状を決定する要因となるのは、歪と確率との関係を支えるのは

に面上の領域  $V$  であるが、これは、既に第5章で求めたところであり、図 5.1 および図 5.2 にその結果の1例が示されている。

歪の累積分布を求めるためには、このイソプレットの面積を求め、これに実効遅延時間を乗ずればよい。

この面積を求めた結果が図 6.1 である。図中、実線は2次、3次および4次の歪展開係数およびこれらによる電力和を2次歪係数に換算した値を横軸の値を超えるときの面上の面積を示したものであり、実線は図 5.1 に実線とした漸近々似人により求めた値である。図より、統計的には歪係数で 0.4 程度まで漸近々似人により近似で成立つことがわかる。すなわち、実用上は、級数展開式の2次歪を計算すれば充分である。

図 6.2 は、Delay power density の分布形を仮定して Bello が行なったレイリーフェージングにおける厳密計算の結果と、漸近々似分布を比較したもので、10% 以下においては極めてよく一致し、delay power density の分布形による差異と同程度になつてゐる。

この漸近々似式による分布形は、式 (5.16) より導かれる。  $n=2$

$$\text{したがって、} \Lambda_2 = \frac{1}{\sqrt{2} |C_2|} |\sin 2\phi| \quad (6.28)$$

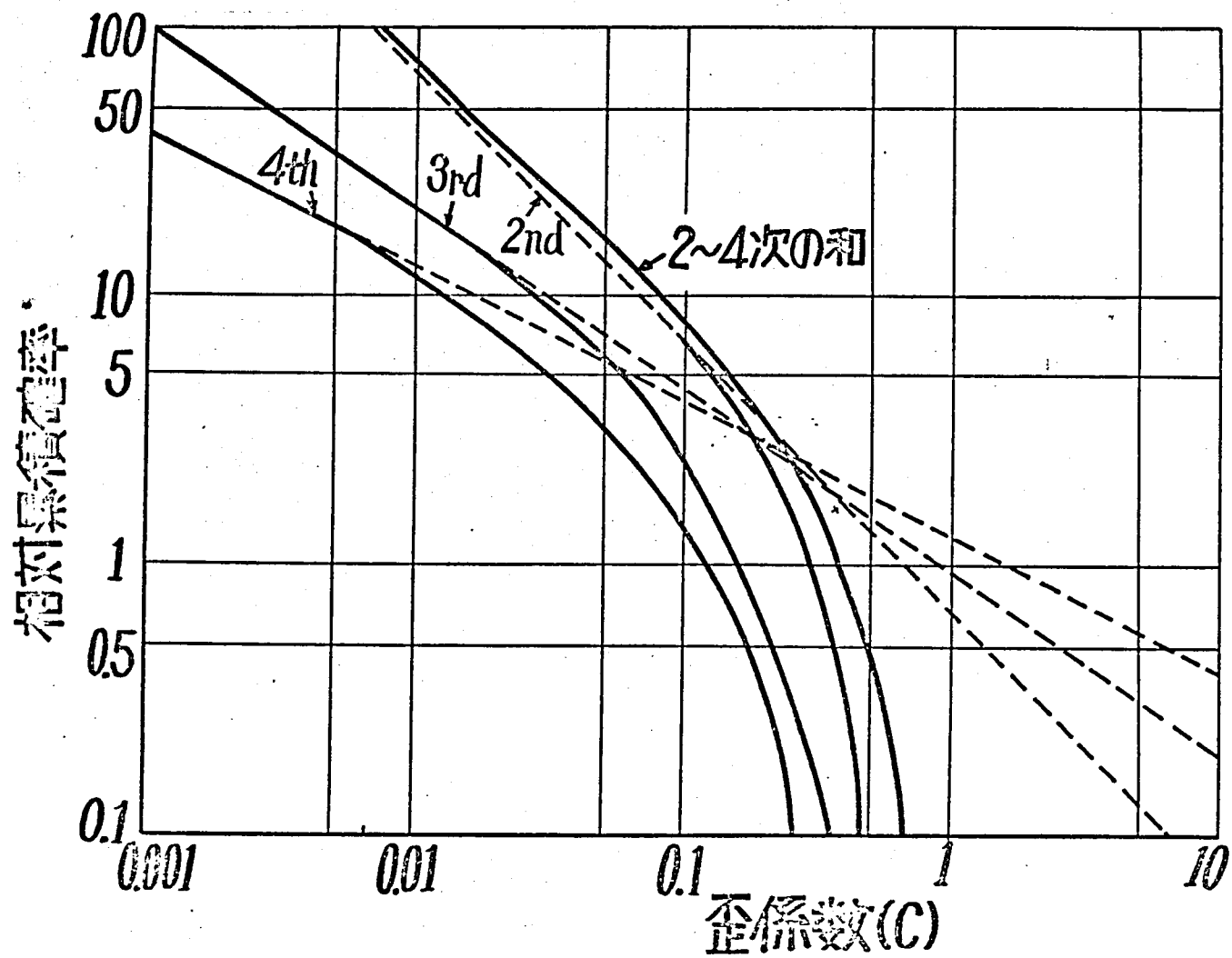


図6.1 各次の歪係数の累積分布の正規化曲線

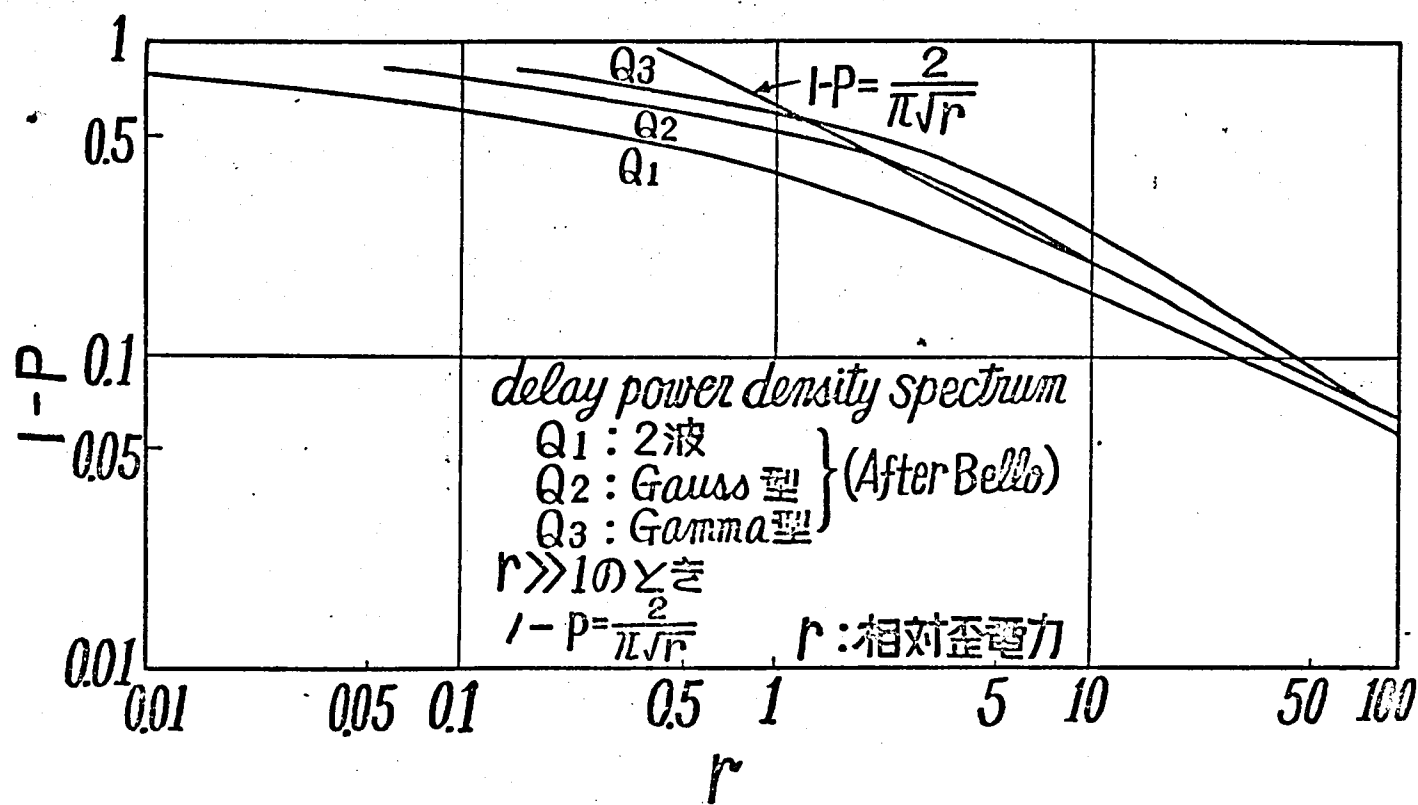


図 6.2 Rayleigh fading における歪の分布

この関係を用い、

$$V(C_2) = \int_{-\pi/2}^{\pi/2} \int_0^{\Delta\sigma} \kappa d\kappa d\varphi$$

$$= \frac{\sigma^2}{\sqrt{2} |C_2|} \quad (6.29)$$

これら歪分布の一般的特性をまとめると、 $C_2$  は歪電力に、 $V$  は雑率に比例するから、式 (6.24) より雑率は歪電力に逆比例する。この特性は例としてレイリーフェーディングの雑音分布と比較した場合、前者は雑率を雑音電力に逆比例するから、歪雑音の変動幅はレイリーフェーディングの変動幅の2倍となり、歪の変動が大きく低時間率の上昇の問題となることを理解される。

#### 6.4.2. 歪分布の推定

式 (6.29) に式 (5.37) の歪係数を代入することにより  $S/N$  比と雑率の関係式が得られる。歪パラメータの分布密度として実効通路差を用い、この関係は

$$P_d = \frac{\tau_e^2}{2\pi} V = \frac{\tau_e^2}{2\pi} \frac{\sigma^2}{\sqrt{2}} \frac{\sqrt{2}\pi B}{\sigma} / \left(\frac{D}{S}\right)_{NL}$$

$$\text{故に } P_d = \frac{\tau_e^2}{2} \sigma B / \left(\frac{D}{S}\right)_{NL} \quad (6.30)$$

この式により、実効通路差とシステムパラメータから直ちに歪雑音分布を求めることができる。

代表的と思われる超広帯域方式のパラメータに対する実効遅延時間と歪発生確率の関係を図6.3の右側に示した。

この図はその左側にある実効遅延時間のグラフと組合せることにより、与えられた伝播路パラメータに対する歪発生確率を図式的に求めることができる。

すなわち、左側のグラフで、推定を行なうとする伝播路の種類に相当する線の、伝播距離に対する実効遅延時間を求め、これを右方に移して所要のシステムに対する確率線との交点を定め、これを下方に移すことにより確率を求める。

勿論、逆の経路によりシステムと確率を定めて距離を求めることもできる。

なお、これらの推定は、エンファシスのない場合についてのものであり、エンファシスによる雑音電力改善比は  $55\text{ dB}$  であるから、これを式(6.30)の特性で確率に換算すると約  $1/1.9$  倍に改善される。

また、雑音電力は無評価値を表わしているので、平均雑音の計算等に用いるには評価係数として  $2.5\text{ dB}$  を下げる必要がある。



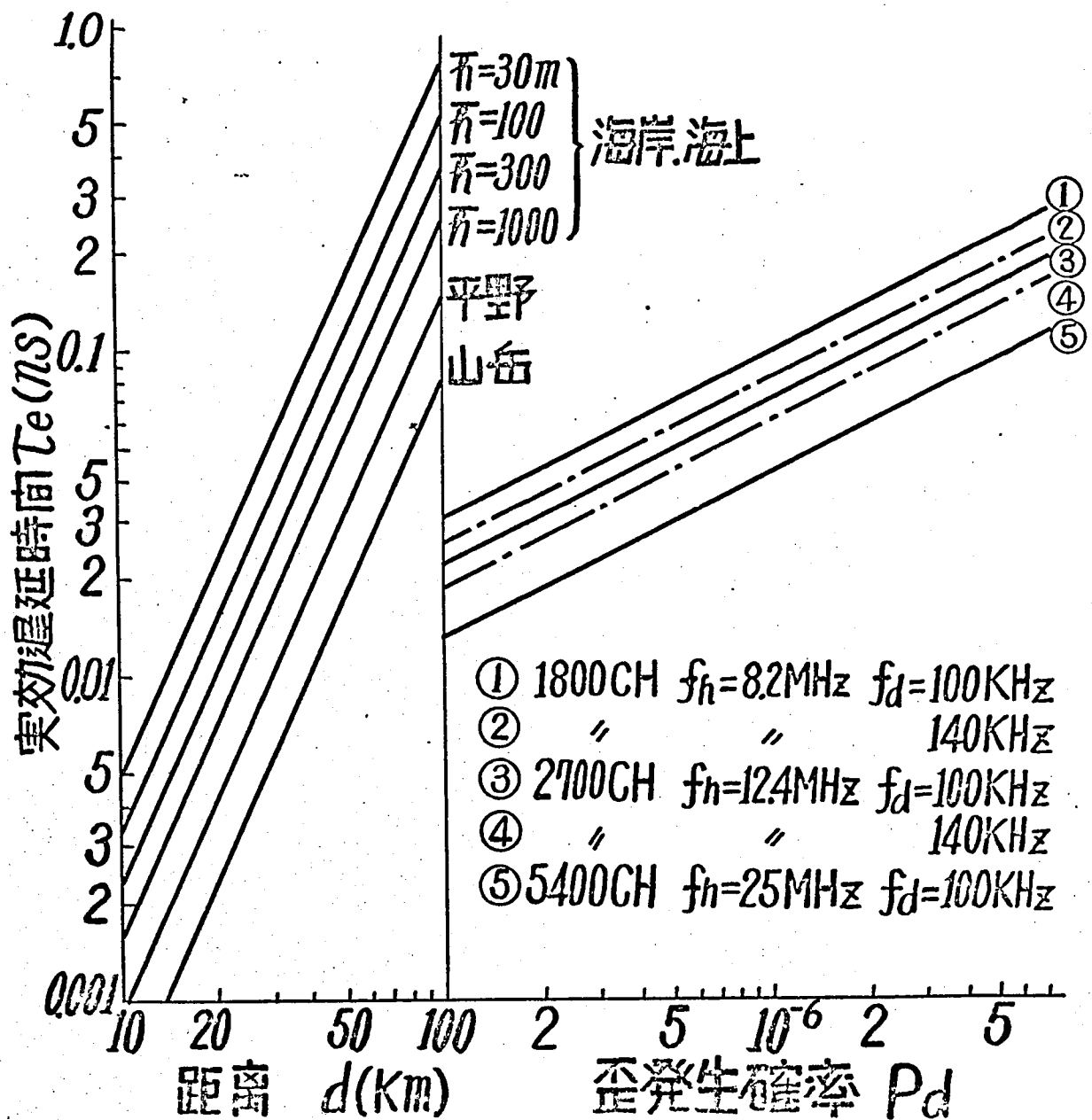


図 6.3 伝播距離と実効遅延時間  
伝はん歪雑音発生確率

## 6.5 FM回線における平均雑電力

前節まで雑音の分布が求まったから、これを用いて雑電力の平均値を計算することができる。

雑音電力  $w$  に対する累積確率を  $P_d$  とすると、

$$P_d = K w^{-1/2}$$

故に式 (6.22) と同様に平均電力  $\bar{w}$  は  $w$  の最大値 (限界雑音レベル) を  $w_m$  とし

$$\bar{w} = \int_0^{w_m} w \frac{dP_d}{dw} dw$$

$$= K w_m^{1/2}$$

故に

$$\bar{w} = K w_m^{-1/2} \cdot w_m \quad (\text{無評価値}).$$

$$\text{あるいは} \quad \left(\frac{D}{S}\right)^2 = C P_d \left(\frac{D_m}{S}\right) \cdot \left(\frac{D_m}{S}\right)^2, \quad (\text{評価値}), \quad (6.31)$$

すなわち、平均雑音は、限界レベル  $D_m$  に対する雑音にその発生率を乗じたものに等しい。ここに、限界レベル  $D_m$  は、この点で切替あるいは回線断となるレベルである。

また、 $C$  は評価雑音を求めるための評価係数 (-2.5 dB) である。(2.4節参照)

平均雑音は、2.4節に述べた、1時間平均雑音のために推定が必要となるので、これに対する  $P_d$  も1時間内の時間率であり、したがって、また1時間

内における実効遅延時間の最悪値を用いるべきこととなる。

このため、最悪の1時間内の実効遅延時間の推定が必要となるが、これは、例えは、式(4.17)で与えられる最悪月の遅延時間分布のうち、遅延時間の大きい部分1時間分が最悪時に発生した場合を想定することにより、上限を推定することと可能である。

#### 6.6. PCM 回線における伝播歪<sup>(24)</sup>

PCM 回線に対する伝播歪の影響は、上述のような熱雑音の影響を考慮しない取扱いで、特定パルスパターンに対して或限界歪値を超えたとき、不連続的に全誤りとなる。このような誤りを起こす伝播歪パラメータの領域は、多くの場合原点近くの円またはその一部となる場合がある。第5.1節の例ではこれは実軸上の原点を過ぎる円となっており、角度変動に対してはこのような直線の形状、円周角が一定となる場合等があるが、振幅変動ではアポロウスの円等に対応する。

上述のような誤り発生の特徴をもつため、PCM 回線の歪に対しては、これによる回線断と平均誤り率の両者を考える必要があるであろう。

何れかのパタンが誤りになったときをもつて回線断と定義すると、回線断の確率は、このような誤を生ずる各パラメータ複素面上の領域の全面積に  $te^2/2\pi$  ( $te$ : 実効遅延時間) を乗じたものとなる。ただし全面積とは全部の誤類のパタンの誤り領域を含む意味である。(※5.1.3節参照)

● 他の回線品質の尺度として平均誤り率を考えよう。これについては、誤りを生じるパタン毎にその発生率と、誤り領域の大きさ、誤りビットの数(パタンおりの)を乗じ、パタン毎に加えることによつて

総合の誤り率が得られる。

いづれにせよ、各パタン毎に誤りの領域を計算するのである値変調遅延検波等、とすると計算が容易でみくまう。

※5.1節の121では、このパタンについての誤り領域の面積は  $\pi \{2b/(1-2a)\}^2 \{1 + 1/(2-8a)^2\}$  とする。同様の方法で求めた4相PM遅延検波の回線断の確率を図6.4に示す。図中BTはガウス形パルス波特性を仮定したときの1ネーパ幅とタイムスロット幅の積である。

## 6.7. 実験結果との比較。

※2次の留沢-鹿野山実験では、2400 CH用中継機を用いた雑音負荷試験が多重波測定と同時に行なわれた。

図6.5は、この測定における各雑音尖頭値と、ウォブリニグパタン

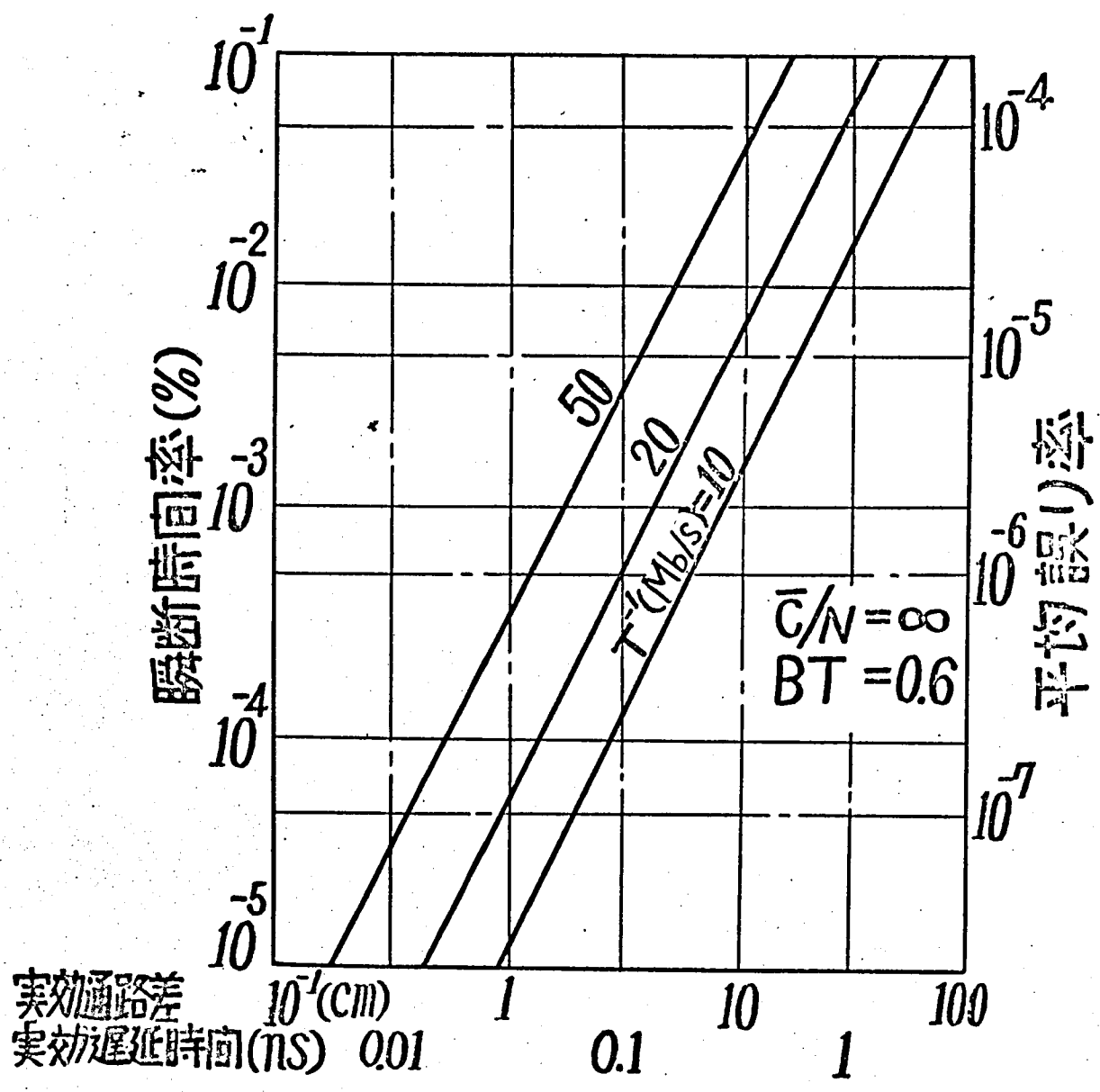
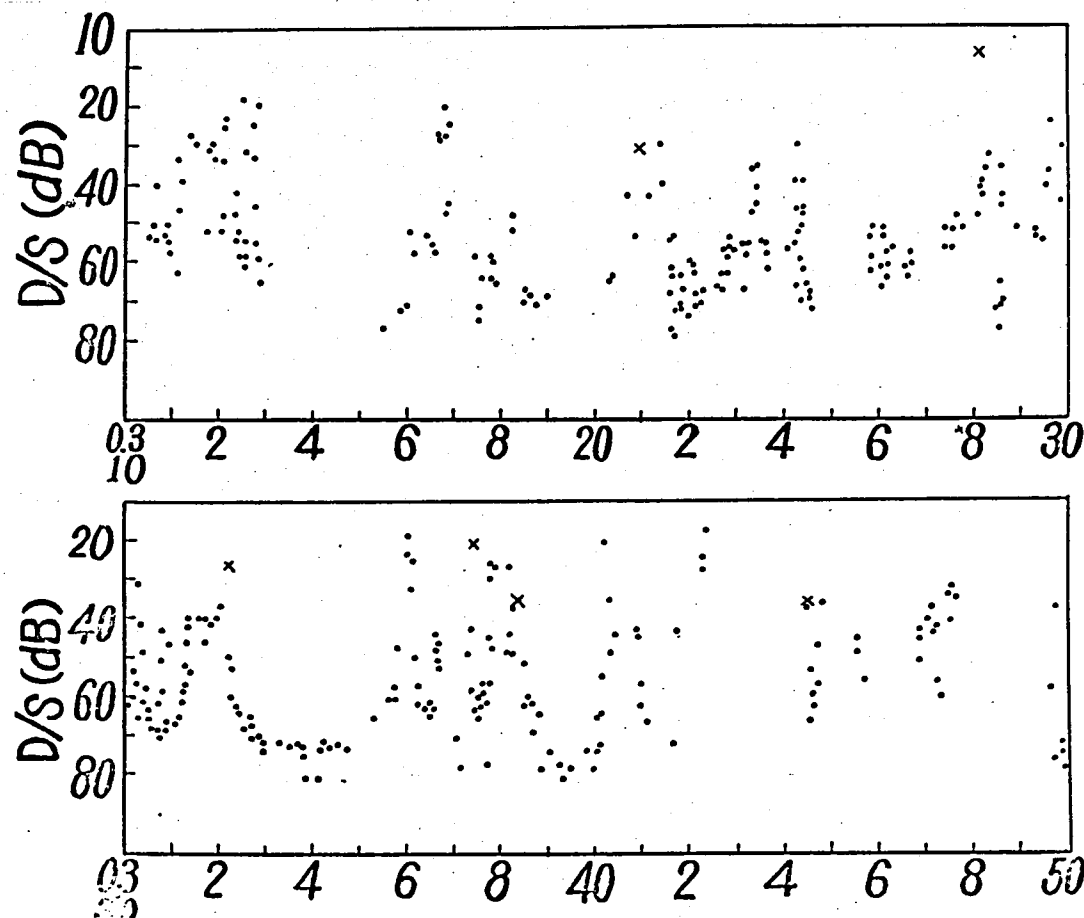


図 6.4 PCM(4相PM遅延検波)における  
通路差対瞬間時間率



・ウォーリング法による  
最大歪

× 雑音負荷法による  
歪ピーク値

図 6.5 歪の時間変化(1962.8.7 和留沢-鹿野山)

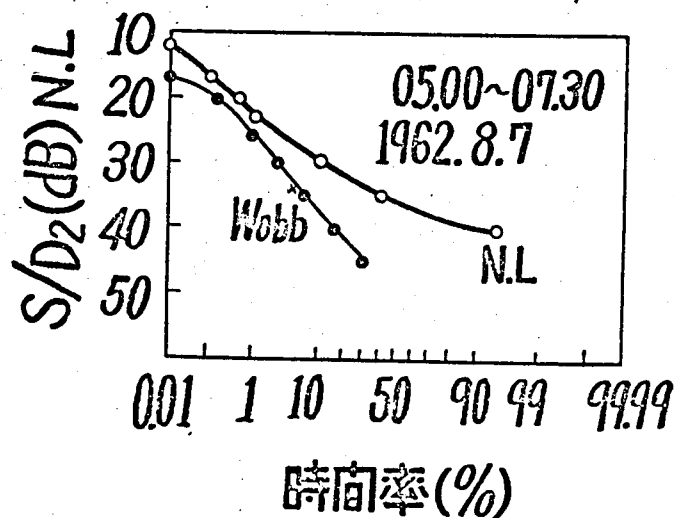
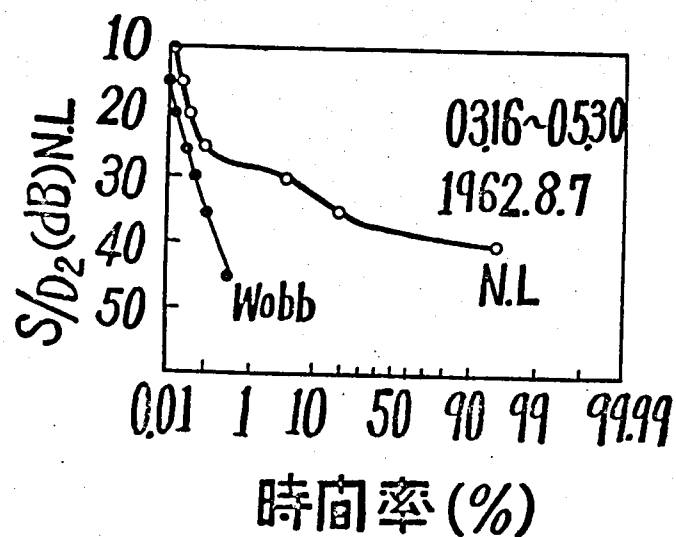


図6.6 ウオブリング法 } による歪測定と比較  
雑音負荷法

みられぬ最大値を併せプロットしたもので測定値と推定値はあつたねよく一致しているが、一部にずれのつらみがある。

例えば 03:28 に雑音測定は、ウオブリングより180度に向いた値を記録している。この理由として、両側規定周波数の差、ウオブリングパターンの単純2波でない事による読取誤差等を考えらる。

● 雑音分布の推定については、図 6-6 (a) に干渉性フェージング発生時の例を、同図 (b) に減衰性を伴つた複合形のフェージング時の例を示した。図中 NL は雑音負荷伝の実測、Wobb はウオブリング伝による実効通路差からの推定である。(a) は最大通路差 85 cm 程度まで生じた比較的長い通路差の干渉性フェージングで、実測と推定で -25 dB 以上の入った差位ではよく合っている。このときの  $T_e$  は 37.12 ns である。

● (b) では大抵差の処で両者が離れる傾向にあるが、これはむしろ減衰性フェージングに伴つて生じる不規則なパターンの読取りの問題等を検討するべきであり、推定値を -20 dB 辺りより曲がるのは不自然と思われる。

実験回線での実測雑音の長期分布は、大抵反射波による差を考えた推定に近い値である。

以上を総合すると、回線瞬断を問題とするような大きい差に対しては、実測と推定は比較的よく一致しているといえる。



## 6.8 摘要

本章においては、伝播歪パラメータの分布と、方式規格  
限界に対する歪パラメータ複素面上の領域の組合せにより  
歪分布を推定する方法を導き、以下の結果を得た。

(1) 伝播歪パラメータの、原点近傍における分布密度は  
ほぼ一様となり、自乗平均遅延時間の  $1/2\pi$  に等しい。

(2) 歪み指定値を超える確率は、歪パラメータ面上のこれに  
対応する領域の面積と、この面上原点近傍の確率密  
度の積で与えられる。前者はシステムパラメータ、後者は伝播路  
パラメータである。

(3) 長期間の実効通路差は、レイリー平均値の発生率の  
約 0.6 乗に比例する。

(4) FM 曲線の歪は統計分布については級数展開法による  
2 次歪のみで実用上充分な精度をうることもできる。大きい  
歪に対する累積確率は電圧真値に比例する。

この分布と実効遅延時間を組合せ、任意の曲線での歪  
を図式的に推定する方法を導いた。

(5) FM 曲線の、過大歪雑音の分布より平均歪雑音を推定  
する方法を導いた。平均雑音電力は、限界雑音レベルとその  
発生頻度の積で表わされる。

(6) PCM 回線の歪による瞬断の計算方法につき上記 (2) 項の応用事例として説明し、4 相位相変調遅延検波における実効遅延時間対瞬断率の計算結果を示した。

(7) 上記の推定法を実験回線の多重波測定結果に適用し、歪実測結果と比較し、大きい歪値で一致することを確かめた。

これらにより、FM および PCM 回線の伝播歪による瞬断の推定の一般的手法が確立された。

## 第7章 大地反射波による伝播途の推定<sup>(15), (26)</sup>

### 7.1 微弱な大地反射波による歪発生機構

既述のように、大地反射波のおくれが大きい試験周波数において、ダクト性フェーディングが起り直接波レベルが低下した場合、著るしく大きい歪を発生することを実験的に観測された。この機構による歪は、特に深い減衰性フェーディングが継続した場合集中的にあがり、このためダクト自体により発生する歪をばらばらに上回っている。それにも関わらず、この場合はウォーキングパターンが不規則な形状をなすためこれより正しい歪値を求めることが困難である。

それ故、本報告の試験周波数のように微弱な大地反射を有する伝播路の場合について、大地反射波による歪を理論的に導き、実験結果と比較してみることとする。

大地反射波の平均的な強度および遅延時間は伝播路の path geometry なる概略の推定が可能である。これらによって歪推定上の問題となるのは主としてその位相および強度の直接波との関連における変動である。特に伝播路高の高い周波数では大地反射波の遅延時間が大きく、また大地反射波は直接波と異なる高さの電波通路を通っているためその変動も直接波と著るしく異なるものとなる。このため、両波の相対レベル変動はそれぞれの単独な波の変動より大きくなり、微弱な反射波であっても直接波のフェードによりこれに匹敵する

反射波の振幅比が1に近い値となり、このような深いフェージングに伴って伝播途の生ずることを推察される。

大地反射波による歪み問題となる反射波の遅延時間の大きい伝播路においては直接波と大地反射波の変動は互いに独立と考えられ、このフェージングの差異により振幅比が大きく変動するものと考え、大地反射波の振幅比分布と実効遅延時間を求めることとする。

## 7.2. 弱い大地反射波の振幅比分布と実効遅延時間

直接波と大地反射波の瞬時振幅の同時分布を  $p_e(e_1, e_2)$  とすると振幅比の分布密度  $p_r(r)$  は次式で与えられる。<sup>(26)</sup>

$$p_r(r) = \int_0^\infty \{p_e(e, re) + p_e(re, e)\} e \, de \quad (7.1)$$

2波の平均電力比を  $A^2$  として両者を独立にレイリーフェージングをしているものとする。振幅比瞬時値の分布は

$$p_r(r) = \frac{2rA^2}{(A^2 + r^2)^2} + \frac{2rA^2 + 1}{(r^2A^2 + 1)^2} \quad (7.2)$$

これは、2波が共にダクトによりフェージングを起している場合に相当する。一方、直接波  $e_1$  のみはレイリー分布をしており、 $e_2$  が一定の場合には、

$$p_r(r) = 2A^2 \left( \frac{1}{r^2} e^{-A^2/r^2} + r^2 e^{-A^2r^2} \right) \quad (7.3)$$

通常の回線においては、大地反射波強度  $r$  の標準状態における

値  $a = \rho_e$  は 1 に比較して小さいから、式 (7.2), (7.3) はいずれも  $r \approx 1$  において次のごとく近似される。

$$p_r(1) \approx 4a^2 \quad (7.4)$$

この分布密度は直接波をレイレーゼーキングとしている期間に對するものであり、反射波が弱い場合にはこの期間以外に  $r$  が 1 に近くなることはない故、全期間に對しては式 (7.4) の  $p_r$  にレイレーゼーキングの発生率を乗じて

$$p_r(1) \approx 4\rho_e^2 P_R \quad (7.5)$$

を得られる。反射波の相対遅延時間をタクトによる多重波のそれに比し充分大きく、平均的光路程差  $l_r$  によつて定まる平均値  $\tau_r$  の近傍で  $1/f_c$  より大きく変動するならば、式 (6.10) を用いて反射波による実効遅延時間  $\tau_{er}$  あるいは実効通路差  $l_{er}$  は

$$\tau_{er} = 2\rho_e \tau_r \sqrt{P_R}, \quad l_{er} = 2r l_r \sqrt{P_R}. \quad (7.6)$$

この実効遅延時間による歪の分布、瞬断率はそれぞれ式 (6.30) および図 6.3 の  $\tau_e$  に  $\tau_{er}$  を代入して求められる。

タクト波による歪と大地反射波による歪と共存している場合は、全体の歪分布としてそれらの確率和をとるべきことと、両歪値が同時に comparable な大きい値をとる場合の delay power density spectrum と実効遅延時間の式 (6.14) に對する  $\rho_e \ll 1$  の近似とを考慮し、全歪電力の分布に對する実効遅延時間は

$$\tau_{e\text{tot}} = \sqrt{\tau_e^2 + \tau_r^2} \quad (77)$$

となる。

### 7.3. 実験結果との比較 (15)

和留沢-鹿野山回線における大地反射波強度の計算値は  $S_e \approx -32\text{dB}$  であり また  $\tau_r \approx 10\text{ns}$  である。一方、フツツングによる実験結果は  $20 \sim 30\text{ns}$  で、これら両者の差異についての要因は明かではない。

この測定におけるレイレーフェージング発生率は、大地反射波による全の多発した 8月7日～12日に計して約20%である。

故に実験による遅延時間を用いたときの実験遅延時間は

$\tau_{er} \approx 0.5\text{ns}$  となり、これに対する瞬断時間率は  $P_{dr} \approx 0.01\%$

と計算される。この値は伝播系による瞬断時間率の実測値

0.1% にフェージング発生頻度を乗じた値の約1/2である。

計算値に比して実験の値が大きいのは、ここで用いた  $P_R$  の値がフェージング発生時間率であって、電界分布が正確に定めた値ではないこと、特にこの期間中の減衰性フェージング発生時間が多く、この期間については  $P_R$  が1を超えていることを考えらる。

### 7.4. 摘要

大地反射波が弱い伝播路において直接波のフェード時に反射

波で生ずる歪について、直接波、及反射波両者の相対変動による振幅比の分布に着目して推定法を導いた。

(1) 大地及反射波による実効遅延時間は及反射波の遅延時間に実効反射係数を乗じ、直接波のフェージンク発生率で荷重した値となる。

(2) この実効通路差より求めた歪発生確率は、実測値の  $1/2$  程度となつたが、減衰性フェージンクによる等価レイリーフェージンク発生率の補正を行ふとこの誤差は更に小さくなるものと期待される。

## 第8章 ダイバシティによる歪改善効果<sup>(27)</sup>

### 8.1. 雑音切替による歪雑音改善効果

伝播歪が大きくなる条件では、通路差も大きくなり、周波数相関は小さくなり、周波数切替ダイバシティも有効に働くと考えられる。

ここでは簡単のために2波干渉の場合で、周波数間隔

$\Delta f$  なる 1:1 の周波数切替ダイバシティについて考えることにする。

この場合、2波ともに歪雑音を切替の限界レベルを超えていると切替不能となり回線断となるものとする。

さて、2波干渉により歪雑音は一定値を超えたと3の複素相対振幅比平面上の領域は第6.2節の所論より、

図 5.1, 5.2 に示すごとくになる。この領域の形状は完全なステアアウト角を有角として形式パラメータ (r.m.s. 周波数

数偏移  $\phi$ ) および多重波の遅延時間によって正規化

した変数  $\Lambda = \lambda + j\mu$  でスケリングされていること第5.2.3節所述のとおりである。

この  $\lambda - \mu$  平面において伝播歪が一定値を超える図5.2の領域は、周波数間隔  $\Delta f$  を有する2周波  $f_1, f_2$  に対し相互に  $\mu$  方向に  $\Delta\mu$  だけ密実をつらせた周像位置をとり、ソフト距離  $\Delta\mu$  は次式で表わされる。



$$\Delta\mu = \frac{2\Delta f}{\sigma\tau} = \frac{\Delta f}{\sigma} \quad (8.1)$$

すなわち、 $\Delta\mu$  は  $\tau$  に無関係である。

この  $\Delta\mu$  は、上述の雑音生領域の長さ (図 8.1 に示す)

よりも大きければ、この領域にある  $\omega$  より大きい  $\omega$  が 2つの搬送

● 周波数  $f_1, f_2$  において同時に起こることはなく、したがって雑

音切替により瞬断は全くなくなることになる。これは、2つの領

域が全く重なり合わない状態 (すなわち  $\Delta f$  が  $\sigma/2\pi$  に比し

充分大きい状態) にあるときである。

逆に  $\Delta\mu$  が瞬断領域の大きさより小さく、両領域は重なり合

この重なった部分において両周波数が同時に瞬断が起こること

になり、重なり合わない部分において雑音切替効果はあらわれ

● くる。瞬断の起こる領域、はたしてこの重なり部分の形状は複

雑であるから、安全領りを見込み、この形状を瞬断領域に外接

する矩形で近似して考える。この矩形の  $\lambda, \mu$  軸方向の辺の長

さを  $\lambda_m, 2\mu_m$  とし、 $\lambda_m, \mu_m$  を図 8.1 に示す。

然るときは、雑音切替による  $\omega$  の軽減は  $\Delta\mu$  により直線的

に起こり  $\Delta\mu = 2\mu_m$  での雑音切替を行なったときの瞬断

発生確率  $P_{NS}(D) = 0$  とする。故に切替による軽減率  $\eta_{NS}$

は

$$\gamma_{NS} = \frac{P_{NS}(D)}{P(D)} \approx \frac{3\sqrt{3}}{4} \left(1 - \frac{\Delta\mu}{2\mu_m}\right) \quad (8.2)$$

よって  $P(D) \approx P(D_2)$  とし、 $P_{NS}$  には外接矩形近似を用いて

いるため  $\Delta\mu = 0$  として  $\gamma_{NS} \approx 1.3 \neq 1$  とある

漸近近似が成立する範囲では  $\mu_m$  は式 (6.23), (5.37)

により表されるが、式 (8.1) と、式 (8.2) に代入し

$$\gamma_{NS} = \frac{3\sqrt{3}}{4} \left[ 1 - \frac{2}{3^{3/4}} \left\{ \frac{2\pi}{\sigma B} \left( \frac{D}{S} \right)_{NL} \right\}^{1/2} \Delta f \right] \quad (8.3)$$

この改善効果を確認するため  $b/D_{NL}$  に対し、シミュレーションで

正規化した周波数差の関数として 図 8.2 に示した。

図 8.2 にあいて たとえば  $\Delta f = 40 \text{ MHz}$ ,  $F_M = 2700 \text{ CH}$

( $B = 12.4 \text{ MHz}$ ,  $\sigma = 2\pi \times 0.92 \text{ MHz}$ ) に対しては  $\gamma_{NS} \rightarrow 0$

になりさきわめたい改善効果が期待される。

## 8.2 スペースタイムバッチによる歪改善効果

スペースタイムバッチの正確な評価は、入射角の分布を併せると

必要があり極めて複雑である。また、深いフェードに対して 2 波

モデルで解析が許されるような状況は限られている。ここでは 2 波干渉

の場合に對し、

(1) 電界の改善度については実験的に確かめられている レイリー

フェージングモデル

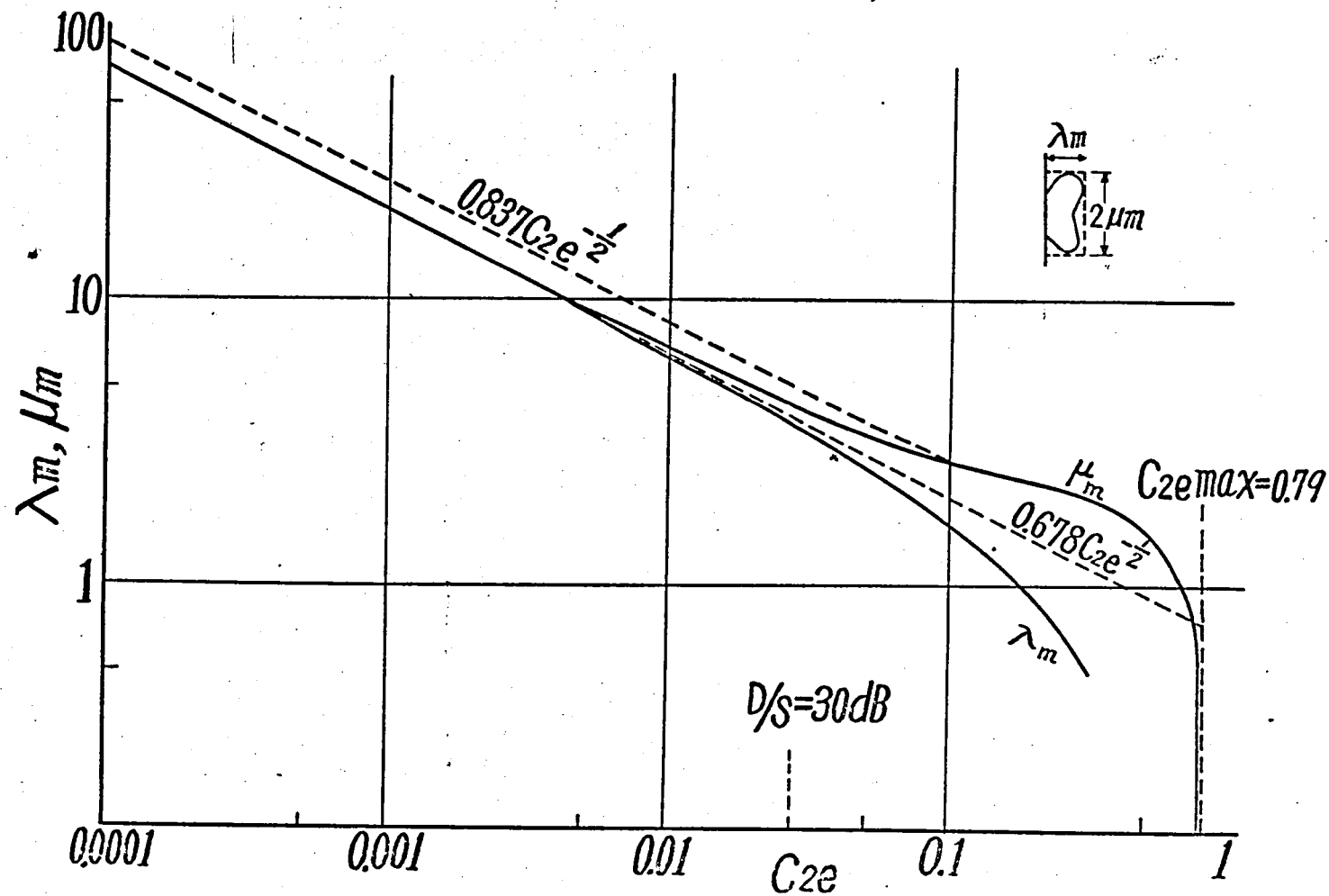


図 8.1 歪による瞬断のおこる領域の大きさ

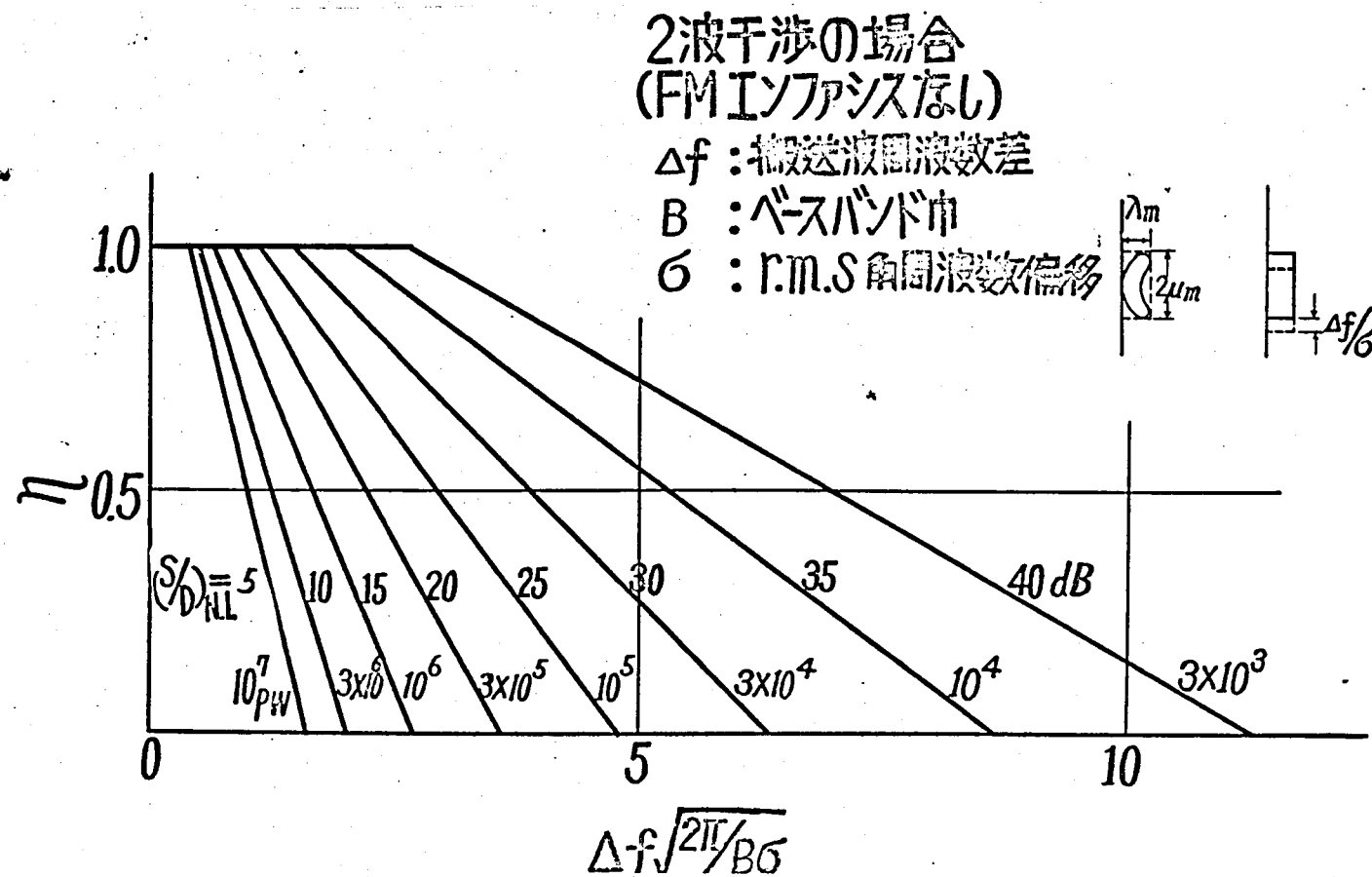


図 8.2 雑音切替の歪改善率

(2) 雑音改善効果については電界と最大値の関係

をそれぞれ利用することにより安全側の推定を試みる。ただし

グイバシチ式<sup>2)</sup>には電界検出の2分岐切替を予える

この推定法は、受信電界に対しておこりうる最悪の値を推定するの2、電界の改善の期待どおり行われることは常に安全側の推定を予える。

2. 10のアンテナ受信電界の電力相関を  $k_s^2$ 、レイリーフェージング発生率を  $P_R$  とすると、グイバシチ受信の電力分布は

$$p_2(x) \doteq \frac{x^2}{1-k_s^2} P_R \quad (8.4)$$

ただし  $x$  は1個のアンテナの入力の平均値で正規化しておく。

今、特定の値に対する歪パラメータの最大の絶対値を  $\kappa_m$  とすると、歪がこの値を超えるためには、電界  $E$  は

$$x < \tau^2 \kappa_m^2 \quad \tau: 2波の相対おくれ$$

となるべきである。ゆえに、このような歪の発生確率は、式(8.4)

$$P_{2d} < P_2(\tau^2 \kappa_m^2) \doteq \frac{P_R}{1-k_s^2} \tau^4 \kappa_m^4 \quad (8.5)$$

他方、グイバシチなしの歪による瞬断は

$$P_d = \frac{\tau^2}{\pi} \pi \kappa_m^2 \psi P_R \quad (8.6)$$

で与えられる。ここに  $\psi$  は半径  $\kappa_m$  の外接円内の瞬断領域の面積比である。

これより ガイバシチ改善度は

$$\gamma_{2S} = \frac{P_{2d}}{P_d} < \frac{1}{1-k_s^2} \frac{\tau^2 K_m^2}{v} \quad (8.7)$$

一例として FM方式で 漸近近似が成立つとき式 (5.16), (5.37)

$$\text{より } v \sim \frac{2}{\pi}, \quad K_m = \sqrt{\frac{\pi B \sigma}{(D/S)_{NL}}} \quad (8.8)$$

$$\text{故に } \gamma_{2S, FM} < \frac{1}{1-k_s^2} \frac{\pi^2 B \sigma \tau^2}{2} \left(\frac{S}{D}\right)_{NL} \quad (8.9)$$

この改善度を Bello (6) の レジオ-スケプ合成 の計算結果と比較して 図 8.3 に示した。合成方式に比して切替方式は劣るが、確率が2倍以下で、尚充分な改善が期待できる。

### 8.3. 摘要

1. 周波数ガイバシチと 空間ガイバシチについて 近似計算により伝播系改善効果を推定した。

(1) 周波数ガイバシチにおける2波モデルによる改善効果の推定の結果、伝播系改善上極めて有効であることが確かめられた。

(2) 2分岐スペースガイバシチの改善効果は、境界検出切替方式は レジオスケプ方式に比し、瞬断率で2倍程度あるにすぎない。

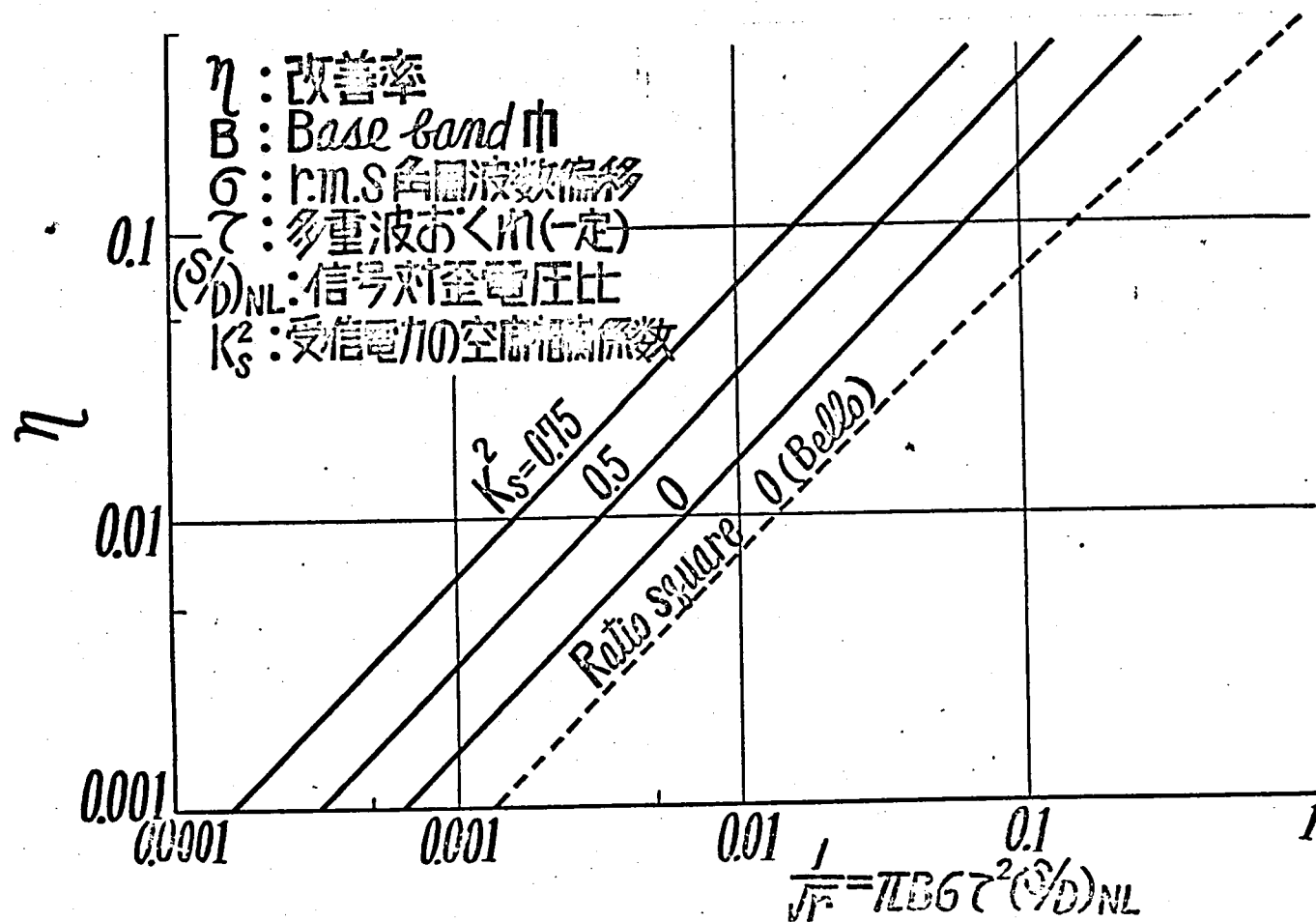


図 8.3 Dual space diversity 改善率 (FM)

## 第9章 結言

日本電信電話公社においては、市外電話回線自動即時維持のためのマイクロ波回線多ルート化に際し、2700チャンネル方式の導入をはかることを計画した。

本研究はこの研究に基づき、2700チャンネル方式の伝播特性の算定の可能性を明らかにし、開発の妥当性を明確にするために、当面建設する新ルートに対して予備、置局、回線設計上 2700チャンネル方式の併設可能ならしめるための基準を作成することを目的に開始された。

その後 マイクロ波PCM方式の計画具体化に伴い、既に得られていた実験資料を並びに系評価手法をPCM伝送系の推定にまで拡張した。

本研究の結果、フェージング特性なら多重波特性ならびに伝播途特性を推定する方法が明らかにされた。

この方法を用いることにより、伝播途を考慮した回線設計が可能であるとして、新方式の開発に際しても広帯域性についての検討が可能である。

本推定方法は、回線設計、規格配分の面で上記 2700チャンネル方式の開発に寄与し、また、その適用候補ルートであるところのオ3東名阪ルートの置局選定に利用された。



その後、マイクロ波 PCM方式の開発に際してその回線設  
にも用いられ、近年においては海洋中継マイクロ波方式の  
伝播歪の予測に役立っている。

更に、本研究により多重波の測定結果を比較、評  
価するにも、これを回線品質に換算する方法が得られ  
たものと考えらる。

PCM方式、歪改善方式を含む更に高精度且一般的な伝  
播歪推定法の樹立のためには、下記の諸問題の解決が必要で  
あろう。

1) より広範囲の伝播路条件に対する多重波通路差特性とフェージン  
ぐ並びに電波気象特性解明とこれらによる最大通路差特性の  
推定精度向上。

2) 大地反射波通路差の計算値との差異を解明するための  
伝播機構と推定法。

3) ダイバシティ改善効果の確認と周波数-空間の同時相関を  
考慮した理論。

4) 伝播歪と同時に発生する信号変調度変動の特性並びにこれら  
の変動の速さを考慮した歪改善方式の設計法

5) 従来同期方式における波形歪によるクロック、キャリアのジッタ  
を考慮した PCM信号歪の評価。

これらの項目中のいくつかについては、海洋マイクロ波方式等に関連して研究が進められており、その成果が期待される。

## 謝辞

本研究は元通研電波伝はん研究室長 故河津祐元博士の御指導で開始され、歴代研究室長の御指導を仰いだ。

特に現通研伝送研究部長池上文夫博士には全面的な御指導を頂いた。

又、実験に際しては、所内外を含め日本電信電話公社担当者の御援助、御協力に負うところ極めて大であった。特に秋山忠、佐藤利八、足立昭二、

奈良武治、雨倉正の諸氏には度重なる実験において測定を分担して頂いた。

通研移動無線研究室長 奥村善久博士には、日頃より本研究のテーマについて御討論頂くとともに、本論文をまとめるに当り御意見を賜った。

これらの諸氏に厚く御礼申上げる。

## 参考文献

- (1) 大森 武夫, 佐藤 利八 : マイクロ波の多重化, 研究実用化  
報告 (通研) Vol. 6, No. 1, 1957.
- (2) A.B. Crawford : Selective Fading of  
Microwaves, Bell System Technical Journal, Vol. 31  
No. 1, 1952.
- (3) W.J. Albersheim, J.P. Schafer : Echo Distortion in FM Trans-  
mission Frequency Division Multiplex, Proceedings of I.R.E  
March 1952
- (4) R.G. Medhurst, G.F. Small : An Extended Analysis of Echo  
Distortion in the FM Transmission of Frequency-Division  
Multiplex, Proceeding of Institute of Electrical  
Engineers, Pt B Vol. 103 March 1956.
- (5) E.D. Sunde ; Intermodulation Distortion in Analog FM  
Troposcatter Systems, B.S.T.J., 43, No. 1 part. 2  
1964.
- (6) P.A. Bello, B.D. Nelin : The Effect of Frequency Selective  
Fading on Intermodulation Distortion and  
Subcarrier Stability in Frequency Modulation  
Systems, I.E.E.E. Transaction, Vol. CS-12, No 1

1964.

- (7) 奥村善久, 森田和夫: 見通し内マ170波周線における伝はんひすみ分布, 成果報告(通研) 号1837号 1962年10月.
- (8) 榎本 肇: フェージングによるFM信号の歪, 電気通信学会雑誌, Vol. 39, No. 2, 1956年2月.
- (9) F. Carassa: Research on Radio Relay Systems Having a very High Transmission Capacity, Alta Frequenza, Vol. XXXI, No. 2.
- (10) R. Meadows, R. Lindgrein, J. Samuel: Measurement of multipath propagation over a line-of-sight radio link at 4 Gc/s using frequency-sweep technique, Proceedings of the Institution of Electrical Engineers (London), Vol. 113, No. 1, 1966.
- (11) W. Sharpless: Measurement of the Angle of Arrival of Microwaves, Proceedings of I.R.E., Vol. 34, 1946.
- (12) 青柳正三, 佐藤利八: 低層大気中における準ミリ波の伝はん特性, 成果報告(通研) 号2449号, 1965年3月.

(13) C. C. I. R. Report 338-1, Vol. II, Pt 1, New Delhi, 1970.

(14) 大森武夫, 池上文夫, 佐藤利八, 野村卓也: 比叡一大野木田線における伝はん歪の測定結果, 研究実用化報告(通研), Vol. 11, No. 5, 1962年5月.

(15) 野村卓也, 森本 盛: 超多重FM方式における多重波伝はんひずみの研究, 研究実用化報告(通研), Vol. 19, No. 3, 1970年3月.

(16) 野村卓也, 足立昭二, 加藤昭雄: ダクトによる多重波の通路差について, 電波伝播研究会資料(電子通信学会), 1962年9月.

(17) 野村卓也: ダクトによる多重波の通路差とフェージング発生頻度, 電波伝播研究会資料(電子通信学会), 1966年3月.

(18) 森田 和夫: 見通し内マイクロ波回線におけるレーフェージングの発生確率の推定, 研究実用化報告(通研), Vol. 18, No. 9, 1969年9月.

(19) 野村卓也, 秋山 忠: 見通し内マイクロ波回線における多重波伝播, アンテナ伝播研究会資料(電子通信学会), 1967年6月.

(20) 足立昭二, 加藤昭雄: Ray Tracing による Duct 内多重波特性, 成果報告(通研) 第2441号  
1965年8月.

(21) 野村卓也: 短い通路差によるマルチパスフェージングと伝はん歪, 電気四学会連合大会,  
p2628, 1968年.

(22) 野村卓也: 2波の干渉による歪の大きい値における分布, 電子通信学会全国大会, p916, 1965年.

(23) 野村卓也: 2波の干渉による多重FM信号の伝はん歪, 成果報告(通研) 第2578号, 1965年8月.

(24) 野村卓也, 吉田不夫: 位相変調遅延検波方式のフェージング時の平均誤り率について, 電気四学会連合大会, p2412, 1967年.

(25) 野村卓也: 多重波による伝はん歪, 電子通信学会全国大会, p704, 1964年.

(26) 野村卓也: 大地反射波による伝はん歪と瞬断について, 電気四学会連合大会, p1582,  
1966年.

(27) 野村阜也, 奥村善久, 足立昭二, 西倉 正:

超多重マイクロ波回線における伝はんひずみ雑音の

推定法, 通信方式研究会資料(電子通信学会)

1968年 6月.